



Etude des architectures optiques pour le réseau local domestique, basées sur la fibre multimode (polymère et silice) et le multiplexage en longueur d'onde

Francis Richard

► To cite this version:

Francis Richard. Etude des architectures optiques pour le réseau local domestique, basées sur la fibre multimode (polymère et silice) et le multiplexage en longueur d'onde. Electronique. UNIVERSITE DE NANTES, 2012. Français. NNT: . tel-01108312

HAL Id: tel-01108312

<https://hal.science/tel-01108312>

Submitted on 22 Jan 2015

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Public Domain

UNIVERSITÉ DE NANTES
FACULTÉ DES SCIENCES ET DES TECHNIQUES

ÉCOLE DOCTORALE
SCIENCES ET TECHNOLOGIES
DE L'INFORMATION ET MATHÉMATIQUES
(STIM)

Année 2012

Etude des architectures optiques
pour le réseau local domestique,
basées sur la fibre multimode (polymère et silice)
et le multiplexage en longueur d'onde

THÈSE DE DOCTORAT

Discipline : Electronique

Spécialité : Optoélectronique

*Présentée
et soutenue publiquement par*

Francis RICHARD

Le 27 juin 2012 à l'Université de Nantes, devant le jury ci-dessous

Président	Christelle AUPETIT – BERTHELEMOT, Professeur, XLIM, Université de Limoges
Rapporteurs	Catherine LEPERS, Professeur, SAMOVAR, Institut Mines - Télécom, Télécom SudParis Jean – Pierre VILCOT, Directeur de Recherche au CNRS, IEMN, Université de Lille 1
Examineurs	Dominique BOSC, Ingénieur de Recherche – HDR, FOTON, Université de Rennes 1 Anna PIZZINAT, Ingénieur de Recherche – Docteur, Orange Labs, Lannion
Directeur de thèse	Hong Wu LI, Professeur, IETR, Université de Nantes
Co-encadrants	Philippe GUIGNARD, Ingénieur de Recherche – Docteur, Orange Labs, Lannion Eric TANGUY, Maître de conférences, IETR, Université de Nantes

Remerciements

Ce mémoire de thèse rapporte le travail effectué essentiellement au sein d'une unité de recherche et de développement (URD) d'Orange Labs, à Lannion. Ce service, « Advanced Studies on Home and Access networks » (ASHA), a pour thématique de recherche les technologies optiques appliquées aux réseaux d'accès de l'opérateur français historique de télécommunications, France Telecom, et aux futurs réseaux résidentiels, prolongements de ces réseaux d'accès au sein du domicile des clients.

Je remercie alors Anne – Cécile REAU – THOMAS et Philippe CHANCLOU de m'avoir accueilli dans leur équipe ainsi que de m'avoir offert les moyens de mener à bien cette thèse.

Je remercie également Anna PIZZINAT qui m'a offert la possibilité de poursuivre mes études des systèmes de communication courte distance à base de fibre optique multimode et qui a encadré la première phase de mon travail concernant les architectures pour le réseau local domestique basées sur la fibre optique plastique (FOP).

Mes plus profonds remerciements vont à Philippe GUIGNARD qui m'a encadré tout au long de cette thèse et plus particulièrement lors de la seconde phase de l'étude concernant les architectures basées sur la fibre multimode silice. J'ai apprécié sa très grande disponibilité et la qualité de son encadrement, tant scientifique qu'humain. Je tiens à lui exprimer toute ma reconnaissance car il a fortement contribué à ma formation. La bonne ambiance dans laquelle nous avons travaillé ensemble sera un souvenir marquant de cette thèse.

Je remercie également toutes les autres personnes de l'URD avec qui j'ai pu échanger lors de nombreuses discussions et qui m'ont permis d'acquérir des compétences pointues en particulier sur le réseau d'accès : merci à Laurent GUILLO pour son aide précieuse durant la préparation des montages expérimentaux ; merci à Jacky ETRILLARD pour les différentes discussions et expérimentations que nous avons partagées concernant l'étude sur la FOP ; merci à Benoît CHARBONNIER et Fabienne SALIOU qui ont aussi apportés leur concours à ce travail de thèse ; merci aussi à tous les autres pour nos différents échanges.

Une partie de ce travail a également été effectué à l’Institut de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nantes Atlantique (IREENA) de l’Université de Nantes dont le pôle des sciences et technologies en informatique et communication (STIC) a récemment intégré l’Institut d’Electronique et des Télécommunications de Rennes (IETR).

Ce travail de thèse a été placé sous la direction de Hong Wu LI. Eric TANGUY a également pris part à l’encadrement de mes travaux. Je tiens donc à les remercier tous les deux pour leurs conseils et le suivi assidu durant tout ce travail.

Je remercie Christelle AUPETIT – BERTHELEMOT de m’avoir fait l’honneur de présider le jury de thèse. Je suis particulièrement honoré que Catherine LEPERS et Jean-Pierre VILCOT aient accepté d’être rapporteurs de mon travail. Je les remercie ainsi pour la lecture attentive de mon manuscrit et pour l’intérêt qu’ils ont accordé à mon travail. Je remercie également Dominique BOSC pour sa participation au jury de thèse. Je tiens aussi à le remercier, ainsi que Jean-Pierre VILCOT, pour l’attention qu’ils ont portée à ce travail à travers leurs participations au jury de suivi de thèse.

Enfin, je souhaite remercier vivement mes parents pour leur soutien et leur confiance en m’ayant permis de poursuivre mes études jusqu’à cette thèse.

Table des matières réduite

REMERCIEMENTS.....	I
TABLE DES MATIERES REDUITE	III
TABLE DES MATIERES DETAILLEE	IV
INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE 1 : LE CONTEXTE DE L'ETUDE	5
CHAPITRE 2 : ARCHITECTURES BASEES SUR LA FIBRE MULTIMODE PLASTIQUE : EXPERIMENTATIONS.....	53
CHAPITRE 3 : ARCHITECTURES BASEES SUR LA FIBRE MULTIMODE SILICE : EXPERIMENTATIONS.....	97
CHAPITRE 4 : ARCHITECTURES BASEES SUR LA FIBRE MULTIMODE SILICE : MODELISATION ET SIMULATION.....	121
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....	225
BIBLIOGRAPHIE.....	229
LISTE DES FIGURES	235
LISTE DES TABLEAUX.....	241
LISTE DES ABREVIATIONS.....	243
LISTE DES PUBLICATIONS	247
ANNEXE : LES MODES DE LA FIBRE	249

Table des matières détaillée

CHAPITRE 1 : LE CONTEXTE DE L'ETUDE.....	5
I. Introduction.....	5
II. Le réseau local domestique (RLD).....	6
II.A. Des services pour la maison	7
II.B. La sphère domestique : un contexte particulier	8
III. Les briques de base pour le réseau local domestique	11
III.A. Introduction	11
III.B. Les technologies de fibres éligibles	12
III.C. Les fonctions passives	16
III.C.1. Le couplage	16
III.C.1.a. Les techniques de fabrication du coupleur 2×2 à base de fibre	16
III.C.1.a.i. Le coupleur à abrasion – collage	17
III.C.1.a.ii. Le coupleur à fusion – étirage	18
III.C.1.b. Le coupleur N×N	19
III.C.1.c. Des définitions	20
III.C.2. Le filtrage	22
III.C.2.a. Les composants pour le filtrage des longueurs d'onde	22
III.C.2.b. Le filtre de type OADM	23
III.D. Les fonctions actives	24
III.D.1. Les types de sources	24
III.D.1.a. La diode électroluminescente (DEL)	25
III.D.1.b. Le laser Fabry-Pérot (FP)	26
III.D.1.c. Le laser <i>distributed feedback</i> (DFB)	26
III.D.1.d. Le laser à cavité verticale émettant par la surface (VCSEL)	27
III.D.2. Le récepteur	29
IV. Les architectures identifiées pour le RLD	30
IV.A. L'étoile active monofrmat	30
IV.B. L'étoile active multiformat	31
IV.C. L'étoile passive multiformat : architecture cible « <i>Broadcast & Select CWDM</i> »	33
IV.C.1. La description de l'architecture	33
IV.C.2. Les différentes topologies	35
IV.C.2.a. Le lien point à point	35
IV.C.2.b. La topologie en anneau	36
IV.C.2.c. Le lien point à multipoint	36
IV.C.2.d. Le lien multipoint à multipoint	38
IV.C.3. La topologie pour la distribution des services de base	39
IV.C.3.a. L'architecture « <i>PON – like</i> »	40
IV.C.3.b. L'architecture « <i>LAN – like</i> »	42
IV.C.4. L'architecture cible « <i>Broadcast & Select CWDM</i> »	44
V. Les combinaisons architecture – fibre	46
V.A. Une migration progressive entre les architectures	46
V.B. La fibre plastique pour une architecture simple	50
V.C. La fibre silice pour une architecture évoluée	50
VI. Conclusion	51

CHAPITRE 2 : ARCHITECTURES BASEES SUR LA FIBRE MULTIMODE PLASTIQUE : EXPERIMENTATIONS.....53

I.	Introduction.....	53
II.	La fibre plastique	54
II.A.	Le matériau PMMA	54
II.B.	Les profils d'indice et la géométrie de la fibre	54
II.C.	L'atténuation des fibres plastiques.....	55
II.C.1.	La procédure de mesure de l'atténuation	56
II.C.2.	La fibre PMMA à saut d'indice	57
II.C.3.	La fibre PMMA à gradient d'indice.....	57
II.C.4.	La fibre PMMA multi-cœur	58
II.D.	L'état de l'art	59
II.D.1.	Le marché.....	59
II.D.2.	L'intérêt pour le RLD.....	60
II.D.3.	Les performances	61
III.	Le WDM sur fibre plastique	63
III.A.	L'état de l'art	63
III.A.1.	Les travaux issus du domaine automobile.....	63
III.A.2.	Les premières études pour le RLD.....	65
III.B.	La structure de la liaison WDM sur FOP étudiée.....	66
IV.	Les briques de base de la liaison WDM sur FOP	67
IV.A.	L'infrastructure	67
IV.A.1.	Le couplage	67
IV.A.2.	Le filtrage	70
IV.A.3.	La connectique	73
IV.A.3.a.	Les premières manipulations de la fibre à gros cœur.....	73
IV.A.3.b.	Les connexions bout-à-bout	74
IV.A.3.c.	Des solutions pour diminuer les pertes.....	76
IV.A.3.c.i.	Les liquides adaptateurs d'indice.....	76
IV.A.3.c.ii.	Le polissage	77
IV.A.3.d.	Les connecteurs	78
IV.A.3.d.i.	Les connecteurs fixés sur les composants d'extrémité.....	79
	• Le connecteur de Diemount	79
	• Le connecteur Optolock	79
IV.A.3.d.ii.	Les connecteurs fixés sur la fibre	80
	• Les connecteurs F-ST, F-SMA et F-SC	80
	• Le connecteur F-05 de Ratioplast	81
IV.B.	Les composants actifs : les sources optiques	83
IV.B.1.	Les diodes électroluminescentes (DEL)	83
IV.B.1.a.	Les DEL de marque Diemount, avec <i>pigtail</i>	84
IV.B.1.b.	Les DEL des <i>media-converters</i> Ethernet de marque Diemount.....	86
IV.B.1.c.	Les DEL du système éducatif Optoteach	87
IV.B.1.d.	Les DEL insérées dans des modules SFP	87
V.	Le bilan de liaison WDM sur fibre plastique	89
V.A.	Le multiplexage à base de coupleurs et de filtres	89
V.B.	D'autres structures pour la fonction de multiplexage.....	91
VI.	Une alternative : la fibre en polymère perfluoré.....	93
VII.	Conclusions et perspectives.....	96

CHAPITRE 3 : ARCHITECTURES BASEES SUR LA FIBRE MULTIMODE SILICE : EXPERIMENTATIONS.....97

I.	Introduction.....	97
II.	L'étoile passive multiformat implémentée.....	99
II.A.	La structure.....	99
II.B.	Les composants.....	100
III.	Les services mis en œuvre	101
III.A.	Les services encapsulables sous Ethernet ou IP	101
III.A.1.	La solution basée sur le PON.....	101
III.A.2.	La solution issue des LAN.....	103
III.B.	Des services spécifiques supplémentaires	104
III.B.1.	L'échange de données sur liaison point à point Gbit-Ethernet	104
III.B.2.	La diffusion de fichiers multimédias sur liaison vidéo SDI.....	104
III.B.3.	La diffusion de signaux télévisés TNT	105
III.C.	Le réseau local domestique implémenté	106
IV.	Les résultats.....	107
IV.A.	Les caractérisations des composants.....	107
IV.A.1.	Le plan d'onde	107
IV.A.2.	Les filtres	109
IV.A.3.	Le coupleur 8x8	110
IV.A.3.a.	Les sources multimodes à 850 et 1300 nm	110
IV.A.3.b.	La source monomode à 1310 nm.....	111
IV.A.3.c.	La source monomode et « multimode » à 1270 et à 1290 nm	111
IV.A.3.d.	Les sources monomodes à 1330 et 1350 nm	112
IV.A.3.e.	La source de type DFB « multimode » à 1370 nm	113
IV.A.3.f.	La source monomode à 1510 nm.....	114
IV.A.3.g.	L'uniformité du coupleur	114
IV.B.	Les bilans de liaison.....	116
V.	Des techniques d'amélioration de l'uniformité du coupleur	118
V.A.	La fibre à conditionnement de modes	118
V.B.	Le brassage des modes	119
VI.	Conclusions et discussion	120

CHAPITRE 4 : ARCHITECTURES BASEES SUR LA FIBRE MULTIMODE SILICE : MODELISATION ET SIMULATION..... 121

I.	Introduction.....	121
II.	La propagation dans la fibre multimode.....	123
II.A.	Les modes guidés de la fibre multimode	123
II.A.1.	La résolution de l'équation d'onde	123
II.A.2.	Le nombre de modes.....	126
II.A.3.	Les groupes de modes	128
II.A.4.	Le couplage entre modes.....	129
II.A.5.	L'approximation de l'optique géométrique.....	130
II.B.	La propagation des champs dans la fibre.....	131
II.C.	Les premières simulations.....	132
II.C.1.	La méthode du faisceau propagé (BPM)	132
II.C.2.	Le calcul des modes.....	132
II.C.3.	La propagation d'un champ	133
II.D.	La décomposition modale	134
III.	La modélisation du coupleur 2x2 en fibre multimode	136
III.A.	Le composant basé sur la technologie fusion – étirage.....	136
III.B.	Le composant basé sur la technologie abrasion – collage.....	139
III.C.	Le modèle du coupleur 2x2 à abrasion – collage	145
III.C.1.	Les caractéristiques du modèle créé.....	145
III.C.2.	L'injection d'un champ émulant une source multimode	146
III.C.3.	L'optimisation des paramètres de simulation	149
III.C.4.	L'optimisation des paramètres géométriques.....	151
III.D.	Les matrices de transfert modal du coupleur	153
III.D.1.	Le comportement modal du modèle.....	153
III.D.2.	La création des matrices de transfert modal	154
III.D.3.	La comparaison des résultats issus des deux méthodes	158
IV.	La modélisation de la source de type laser.....	159
IV.A.	Les faisceaux gaussiens	160
IV.B.	Les faisceaux modélisant les sources laser réelles	163
IV.B.1.	La diode laser émettant par la tranche	163
IV.B.1.a.	Le laser Fabry-Pérot (FP).....	163
IV.B.1.b.	Le laser <i>distributed feedback</i> (DFB).....	164
IV.B.2.	La diode laser émettant par la surface (VCSEL)	165
IV.C.	L'injection d'un faisceau dans la fibre multimode.....	168
IV.C.1.	Les standards d'injection	168
IV.C.1.a.	L'injection en mode saturé ou <i>OverFilled Launch</i> (OFL).....	168
IV.C.1.b.	L'injection en mode réduit ou <i>Restricted Mode Launch</i> (RML).....	168
IV.C.2.	L'injection dans la fibre multimode.....	169
IV.D.	La cartographie des modes excités à l'entrée de la fibre	171
IV.D.1.	Le champ uniforme, à base circulaire.....	172
IV.D.2.	Le champ gaussien, à base circulaire.....	173
IV.D.3.	Le champ gaussien, à base elliptique	174
IV.D.4.	Le champ annulaire, à base circulaire	175
V.	L'étude du comportement du coupleur 2x2 soumis à des champs de sources réelles	176
V.A.	L'algorithme de calcul	176
V.B.	Le champ gaussien à base circulaire	178
V.C.	Le champ gaussien à base elliptique.....	180
V.D.	Le champ annulaire à base circulaire.....	182
V.E.	Discussion	183

VI.	La généralisation au coupleur étoile $N \times N$	184
VI.A.	La description du composant	184
VI.B.	Les simulations et les calculs matriciels	185
VI.B.1.	Les simulations	185
VI.B.2.	Les matrices de transfert modal de puissance	186
VI.B.3.	La méthode matricielle	187
VI.B.4.	Le cas de la DEL	188
VI.B.4.a.	Les performances	188
VI.B.4.b.	La source du problème	190
VI.B.4.c.	La modification du modèle de base	190
VI.C.	Le comportement modal des coupleurs 2×2 , 4×4 et 8×8	192
VI.C.1.	L'excitation multimodale	192
VI.C.2.	L'excitation du mode fondamental	195
VI.C.3.	L'excitation par le VCSEL	199
VI.D.	Discussion	201
VII.	Des solutions pour améliorer l'uniformité du coupleur	203
VII.A.	Une injection avec offset	203
VII.A.1.	Le faisceau gaussien issu d'une fibre monomode	203
VII.A.2.	Le faisceau gaussien étroit à base elliptique	206
VII.B.	Un dispositif de brassage de modes dans le système	209
VII.B.1.	Le brasseur de modes	209
VII.B.2.	La modélisation du brasseur de modes	210
VII.B.2.a.	Le dispositif à enroulement de fibre	210
VII.B.2.b.	Le dispositif à « fibre contrainte »	210
VII.B.3.	L'influence du brasseur de modes sur le comportement des coupleurs $N \times N$	211
VII.B.3.a.	Le champ excitant uniformément tous les modes	212
VII.B.3.b.	Le champ gaussien	212
VII.C.	L'injection avec <i>offset</i> dans le brasseur de modes	214
VII.D.	Discussion	216
VIII.	La validation expérimentale des résultats de la modélisation	217
VIII.A.	Le coupleur $N \times N$ face à des sources « multimodes » autour de 1300 nm	217
VIII.A.1.	Le laser DFB « multimode » à 1370 nm	217
VIII.A.2.	Le laser VCSEL « multimode » à 1300 nm	218
VIII.B.	Le coupleur $N \times N$ face à des sources multimodes autour de 850 nm	220
VIII.B.1.	Un plan d'onde à 850 nm	220
VIII.B.2.	Les performances du coupleur $N \times N$	221
VIII.C.	Discussion	223
IX.	Conclusion et perspectives	224

Introduction générale

Le réseau local domestique (RLD) est un secteur en forte évolution. La multiplication des objets communicants dans le domicile et la nécessité de les interconnecter impliquent de développer des solutions de réseau structuré. La solution retenue fera partie de l'infrastructure domestique et sera installée pour des décennies dans les murs des habitations. Même si le câblage résidentiel basé sur le support cuivre Cat5 dans les habitations neuves représente un bond important par rapport à la paire de cuivre dans les habitations actuelles, avec un débit de l'ordre de 100 Mbit/s, les besoins futurs en termes de débit et d'hétérogénéité des signaux amèneront inévitablement à migrer vers un support optique, la fibre seule pouvant, par la grande bande passante qu'elle procure, répondre aux exigences en termes de capacité, d'évolutivité et de flexibilité et garantir la pérennité du réseau déployé. Des études préliminaires à cette thèse menées par l'unité de recherche et développement ASHA (*Advanced Studies on Home and Access networks*) d'Orange Labs, ont permis d'identifier et de valider deux principales architectures de RLD optiques, à haute capacité et multiformat, donc capables de prendre en compte l'hétérogénéité des signaux rencontrés dans la sphère résidentielle. La première est basée sur une topologie en étoile active, solution simple mettant en œuvre des liens point à point entre un équipement central actif et des terminaisons optiques situées dans les différentes pièces de la maison. L'aspect multiformat est pris en compte sur ces liens point à point à l'aide d'un multiplexage électrique, ou optique, ou enfin hybride électrique – optique. Face à une évolution vers une capacité et une flexibilité accrues, l'existence du nœud central actif peut constituer un obstacle. La deuxième solution, plus long terme, fait disparaître ce nœud actif au profit d'une infrastructure transparente optiquement. Elle est basée sur une étoile passive sur laquelle le multiplexage en longueur d'onde (WDM, *Wavelength Division Multiplexing*) est utilisé massivement. Cela permet, d'une part, de

transmettre les signaux de différentes natures et, d'autre part, d'émuler simultanément diverses topologies correspondant à l'architecture des services véhiculés.

Plusieurs types de fibres, multimode plastique ou silice, monomode silice, sont éligibles pour le RLD. Pour l'étoile active, moins contraignante en termes de bilan de liaison, les fibres optiques aux performances les plus limitées pourraient convenir, telles que la fibre multimode silice, voire polymère, pour aboutir à des systèmes bas coût, en raison notamment de la facilité de l'installation et de la connectivisation. Pour cette dernière fibre, les fonctions de multiplexage optique restent par contre quasi-inexistantes, ce qui constitue un premier point bloquant. La solution en étoile passive, faisant appel massivement au multiplexage optique, a été démontrée en fibre monomode, pour laquelle toutes les fonctions requises existent déjà. Pour cette architecture, la fibre optique polymère n'est pas envisageable de par ses performances réduites, mais l'utilisation de la fibre multimode silice pourrait permettre de réaliser cette solution, alliant bonnes performances et plus faible coût. Toutefois, le multiplexage en longueur d'onde a été développé pour la fibre monomode, dans les fenêtres de longueurs d'onde correspondant à son utilisation, soit à 1,3 et 1,5 μm , alors que la fibre multimode silice, ainsi que tous les composants qui lui sont associés, fonctionnent préférentiellement dans la fenêtre de longueurs d'onde autour de 0,8 μm .

Cette thèse, centrée sur l'utilisation du multiplexage en longueur d'onde dans un RLD basé sur la fibre multimode, va donc explorer deux axes d'études dans le but de contribuer à lever des obstacles technologiques qui apparaissent dans deux scénarios :

- Cas de l'étoile active : la faisabilité est a priori garantie en fibre multimode silice, pour laquelle il est possible d'utiliser quelques longueurs d'onde, dans un multiplexage « grossier » de fenêtres. La question qui se pose est de comprendre si la fibre polymère offre la possibilité de réaliser également un multiplexage en longueur d'onde, au moins de quelques canaux.
- Cas de l'étoile passive : la faisabilité en fibre monomode a été démontrée. Cette architecture, faisant appel au multiplexage optique d'un grand nombre de canaux, est-elle également réalisable en fibre multimode silice ?

Le premier chapitre de ce mémoire est une présentation générale des notions nécessaires à la suite de l'étude. Le contexte du RLD y est tout d'abord présenté, mettant en évidence la diversité des services et des formats de signaux à prendre en compte. Un panorama est ensuite proposé sur les technologies de fibres éligibles et les composants associés permettant de réaliser une infrastructure WDM : composants passifs, tels que les coupleurs, ou actifs, tels que les sources et les détecteurs. Les différentes topologies mises en œuvre dans le RLD, ainsi que les architectures identifiées, seront alors décrites et les associations architecture – fibre les plus pertinentes seront retenues. On notera que le choix a été fait, pour la rédaction de ce mémoire, de n'intégrer à ce premier chapitre que les notions nécessaires à l'ensemble de l'étude, ceci pour ne pas imposer un « catalogue technologique » trop long à ce stade du document. Les éléments de l'état de l'art propres à chaque axe développé apparaîtront progressivement dans les chapitres correspondants.

Le deuxième chapitre est dédié au premier axe d'étude, le multiplexage optique pour la fibre multimode plastique. Une étude bibliographique et expérimentale vise à déterminer l'apport potentiel de la technologie WDM à l'augmentation des performances des systèmes à base de la fibre plastique aux performances limitées. Elle nous amène malheureusement au constat que ce type de fibre ne permet pas, aujourd'hui, de tirer un profit substantiel de la technologie WDM. Cet axe d'étude constitue alors une part limitée du travail accompli au cours de cette thèse.

Les deux derniers chapitres sont consacrés au second axe d'étude sur les architectures à base de fibre multimode silice. Cette partie représente la majeure partie du travail effectué.

Le chapitre 3 présente l'étude expérimentale préliminaire. Un RLD à base d'une étoile passive multifonction utilisant des fibres multimodes silice est implémenté. Les sources multimodes WDM n'étant pas disponibles, des sources développées pour la fibre monomode sont alors utilisées. Les expérimentations dévoilent un problème majeur lié à la répartition modale de l'énergie lors de l'association de composants dédiés aux technologies monomode et multimode : le coupleur étoile $N \times N$, à base de fibre multimode, présente une uniformité dégradée de la puissance à ses sorties lorsqu'il est utilisé avec des sources monomodes. L'étude se poursuit alors dans le chapitre 4 pour la compréhension des phénomènes physiques et la proposition de solutions.

Le dernier chapitre représente le cœur de l'étude de cette thèse. Il propose tout d'abord les notions théoriques nécessaires à la compréhension des phénomènes rencontrés. Un état de l'art est ensuite dressé sur les technologies de fabrication de coupleurs à base de fibre multimode, composant-clé de l'infrastructure. Cet état de l'art sera ensuite à la base de la création d'un modèle du composant. Une étude bibliographique permettra également de proposer des modèles de faisceau émis par les différents types de sources optiques réelles. Les premières simulations du comportement du système, à l'aide du logiciel OptiBPM, présentent des durées rédhibitoires pour cette étude. Cela nous amènera alors à proposer une autre méthode pour l'étude du comportement du coupleur : il sera modélisé par ses matrices de transfert modal. Un calcul matriciel, rapide, permettra de poursuivre l'étude : celle-ci nous amènera à l'établissement de spécifications des sources nécessaires au bon comportement du système. De plus, dans l'attente de l'arrivée de ces sources, d'autres solutions, influant directement sur la répartition modale de l'énergie à l'entrée du coupleur, sont étudiées.

Les travaux de cette thèse ont été menés en forte interaction avec le projet collaboratif européen ALPHA (*Architecture for fLexible Photonic Home and Access Networks*) achevé en mai 2011 (www.ict-alpha.eu). Ce dernier visait à associer un réseau domestique multiformat et un réseau d'accès d'opérateur de télécommunications, tous deux basés sur la fibre optique. Il a réuni, pour atteindre l'objectif assigné, les expertises scientifiques et techniques de partenaires industriels (Telefonica, France Telecom, Telekomunikacja Polska, Alcatel-Lucent, Andrew Wireless Systems, Telsey, Homefibre, 3S Photonics, Luceat) et universitaires (Acreo, IBBT, Technical University of Denmark, University of Eindhoven, Universidad Politecnica de Valencia, Universita di Bologna, Politecnico di Torino, Bangor University).

Chapitre 1 :

Le contexte de l'étude

I. Introduction

Ce premier chapitre expose tout d'abord le contexte de ce sujet de thèse. Celui-ci permettra ensuite de définir les éléments nécessaires à l'étude. Une présentation générale de ces éléments est ici suffisante pour exposer nos choix technologiques. L'état de l'art les concernant sera proposé dans les chapitres suivants.

Les spécificités du réseau local domestique (RLD) sont tout d'abord exposées. Celles-ci ont amené l'équipe d'Orange Labs, où l'essentiel de ce travail de thèse a été effectué, à retenir la technologie de fibre optique et la technique du multiplexage en longueur d'onde (WDM) pour satisfaire aux exigences d'un tel réseau.

Un inventaire général des briques de base disponibles constituant une liaison WDM est alors proposé. Les technologies de fibre optique éligibles pour le RLD sont tout d'abord présentées. Ensuite, les composants de l'infrastructure, réalisant les fonctions de répartition énergétique et spectrale, sont exposés. Enfin, les fonctions actives associées aux technologies de fibre choisies sont introduites.

Ces éléments nous permettront ensuite de constituer différentes architectures adaptées aux exigences du RLD.

Ce travail préliminaire permettra enfin de définir les associations fibre – architecture a priori possibles. Nous découvrirons finalement que certaines d'entre elles définiront les axes d'étude de cette thèse.

II. Le réseau local domestique (RLD)

La notion de réseau structuré au sein de l'habitation est récente, il constitue le dernier « maillon » manquant entre le réseau d'accès de l'opérateur de télécommunications et les terminaux de l'utilisateur. Il représente un enjeu important dans l'acheminement des services, d'autant plus que le RLD est la seule partie du réseau vue par le client. Il doit répondre à des contraintes spécifiques en termes d'architecture, de débit, de portée et d'hétérogénéité tout en restant simple d'installation et d'utilisation par le client.

L'arrivée de la fibre avec les déploiements FTTH (*Fibre To The Home*) va en effet stimuler la montée en débit des applications domestiques [1]. D'autres facteurs vont également motiver cette demande croissante en termes de débit dans l'habitat : le passage du *triple-play* (internet, TV, voix) au *multi-play*, l'évolution des usages (plusieurs membres d'une famille sont susceptibles de se connecter simultanément), la prolifération des terminaux connectés (console de jeux, *smartphones*, PC,...) ou encore l'enrichissement des contenus (passage au mode haute définition (HD), apparition de la 3D,...). Le réseau domestique devra donc pouvoir transporter et garantir la qualité de service (QoS) sur un nombre croissant de services, sous peine d'être un « goulot d'étranglement ». Au-delà des objectifs de débits, le réseau domestique doit également être simple pour l'utilisateur (installation, connexion d'un équipement, maintenance, ...) et garantir une couverture en très haut débit partout dans la maison.

Une des caractéristiques du RLD réside dans la grande variété des signaux qu'il doit véhiculer, issus du monde des télécommunications, de celui du « *consumer electronics* » et de l'informatique. Ce dernier est en forte mouvance, avec des interfaces multiples. L'interface Ethernet, par exemple, pénètre cet univers, avec tout son poids, créant un pont entre les télécommunications, l'informatique et bientôt l'audiovisuel. La convergence vers un format unique n'est pas non plus achevée pour les services de distribution des programmes télévisuels, qui peuvent être véhiculés sous forme radiofréquence (RF) via le réseau hertzien ou par le satellite, ou sous IP (*Internet Protocol*) au travers du réseau d'accès. A ce paysage viennent s'ajouter les signaux liés à la connectivité finale *wireless* ou sans fil : la montée en fréquence des porteuses radio, réduisant la portée des liaisons, ainsi que des contraintes d'émission à puissance réduite gênera l'acheminement des communications, en particulier au travers des murs de l'habitation. Cela impliquera la mise en place d'antennes déportées qu'il faudra relier entre elles. L'interconnexion de ces antennes, si elle se fait au format natif pour

conserver la transparence aux protocoles utilisés, nécessite le transport de signaux radio, avec des spécifications encore différentes.

Dans la suite de l'étude, nous nous focaliserons essentiellement sur les signaux liés au monde des télécommunications, qui représentent l'enjeu majeur pour l'opérateur. Les lignes suivantes en rappellent les principales caractéristiques, qui auront un impact important sur le choix de l'architecture du RLD et du support à mettre en œuvre.

II.A. Des services pour la maison

Un réseau domestique est nécessaire tout d'abord pour acheminer les services portés par des signaux, de type numérique, intégrables sous Ethernet/IP. Ces signaux correspondent aux transferts de fichiers (locaux ou distants), à la consultation d'informations sur le web incluant les téléchargements, et aux services temps réel tels que l'image (TV sur IP par exemple) ou les services vocaux. Le RLD doit également véhiculer des signaux numériques non intégrables sous Ethernet/IP tels que les signaux HDMI (*High-Definition Multimedia Interface*), SDI (*Serial Digital Interface*) et DVI (*Digital Visual Interface*) portant des services multimédias. Ces liaisons sont aujourd'hui courantes entre une télévision et les divers périphériques associés (système *home cinema*, console de jeux, disque dur multimédia, lecteur de DVD ou de Blu-ray et même PC). Il faut également prendre en compte une autre catégorie de signaux, vus sous l'angle transmission comme des signaux analogiques, que les informations véhiculées par ces signaux soient à la base numériques ou analogiques. Parmi ceux-ci figurent les signaux liés à la diffusion des programmes TV. On peut également citer pour exemple la transmission des signaux radio qui vont alimenter les bornes d'émission situées dans les pièces de la maison, afin de permettre une connectivité finale sans fil.

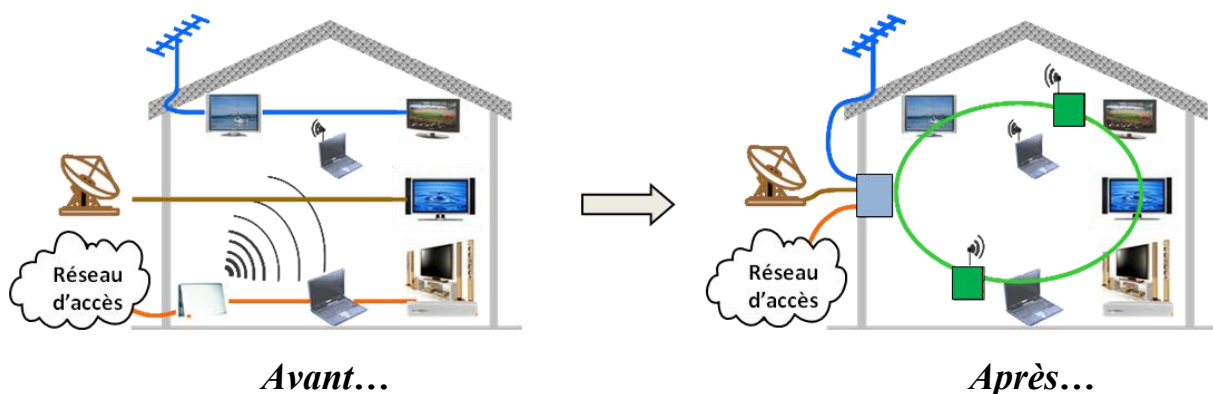


Figure 1 : Le réseau domestique actuel et le RLD de demain

Cette « liste » des services, portés par des signaux de format différents, n'est pas exhaustive. La plupart de ces services existent aujourd'hui dans la maison et sont véhiculés sur des réseaux, ou des segments de réseaux dédiés, sur des supports différents. Cette multitude de « sous-réseaux » s'accroîtra avec la venue de futurs services et provoquera rapidement une situation inacceptable. L'objectif de cette thèse est alors de proposer une solution permettant l'unification de tous les réseaux existants aujourd'hui dans la maison, comme le montrent les schémas de la figure 1.

II.B. La sphère domestique : un contexte particulier

Le RLD appartient à un contexte spécifique par rapport aux autres types de réseaux existants. L'opérateur historique français de télécommunications dispose de différents types de réseaux interconnectés. Le réseau de transport, dorsale du système, s'étend à l'échelle nationale. Il est principalement constitué de liaisons point à point. A ce dernier est connecté le réseau de collecte, ou métropolitain, qui distribue les données à l'échelle régionale. C'est un réseau généralement maillé ou en anneau. Enfin, le réseau d'accès, étendu à l'échelle locale, constitue les derniers kilomètres du réseau de l'opérateur et relie les clients au fournisseur d'accès aux services. Sa topologie est du type point à multipoint. Chaque partie du réseau de l'opérateur possède une configuration et une topologie propres, fonctions de sa spécificité.

Quant au futur RLD, il devra être structuré de manière à véhiculer un trafic interne et à faire face à l'interconnexion en forte croissance des équipements dans la maison. Ce réseau devra permettre la superposition simultanée de toutes les topologies nécessaires aux différents services. Le RLD ne devra donc pas être considéré uniquement comme le prolongement du réseau d'accès de l'opérateur mais aussi comme un réseau sur lequel le client, qui a investi dans son infrastructure, pourra véhiculer ses propres services. Il n'existe pas d'autres types de réseau ayant ces spécificités. Sa structure doit permettre de distribuer simultanément tous les services quel que soit le format des signaux qui les porte et leur débit.

Pour faire face aux débits élevés envisagés, l'installation d'un câblage optique au sein de l'habitat, combiné à une technologie de connectivité finale très haut débit, représente une solution à long terme et fiable. D'autres technologies permettent déjà d'apporter une première solution pour distribuer les services existants aujourd'hui. Ces technologies peuvent être séduisantes, soit parce qu'elles n'impliquent pas de nouveau câblage (courants porteurs en ligne (CPL), radio, optique sans fil), soit par leur prix parce qu'elles sont suffisamment

répandues. Elles constituent un obstacle à l'introduction de l'optique résidentielle, nécessitant un nouvel investissement, et la hauteur de cet obstacle dépendra des limites éventuelles de ces technologies en termes de performances, en fonction de l'évolution des exigences de capacité liées à l'apparition de nouveaux services.

La solution à base de fibre implique un nouveau câblage, et est souvent considérée comme un support présentant un coût d'installation et de fabrication élevé. Il faut toutefois nuancer ce dernier point : certaines technologies optiques, à base de fibres polymères par exemple, sont déjà commercialisées à faible coût.

Parmi les technologies optiques disponibles, aucune ne peut aujourd'hui s'imposer comme « la » solution pour le contexte résidentiel, ce qui maintient le doute sur le bon choix à effectuer. Elles représentent toutes des compromis différents en termes de performances, coût, facilité de mise en œuvre et pérennité. De toutes ces possibilités, celles qui apparaissent comme les plus pertinentes ont été dégagées, avant ce travail de thèse, par l'équipe d'Orange Labs. Nous verrons, par la suite, que cette thèse vise à explorer deux de ces solutions.

Nous avons déjà constaté que l'augmentation du débit n'est pas l'unique challenge du RLD car l'hétérogénéité des signaux portant les différents services est aussi un problème majeur. Les différents services portés par ce réseau peuvent alors se présenter sous des formats de données différents et incompatibles, et utiliser des topologies également différentes avec des mécanismes de partage d'accès variés, comme cela a été évoqué dans la section précédente. Il faut alors combiner tous les types de signaux puis les transporter simultanément sur la fibre.

Une première technique consiste à multiplexer électriquement tous ces signaux avant de moduler une porteuse optique. Cette technique, proposée comme solution à court et moyen terme, montrera rapidement ses limites [1]. D'une part, un recouvrement spectral peut apparaître entre des signaux de services différents (entre des signaux Gbit-Ethernet et de TV TNT par exemple) et, d'autre part, les exigences en termes de bande passante et de linéarité de la liaison peuvent constituer un obstacle dès que le multiplex contient un nombre important de signaux.

Puisque le support de transmission est optique, le multiplexage peut être effectué dans le domaine de l'optique en ayant recours à la technologie de multiplexage en longueur d'onde.

Cette technique permet d'accroître les performances d'un réseau existant, sans fibre additionnelle. En effet, sa capacité est démultipliée par le nombre de longueurs d'onde utilisées. Par l'ajout de nouvelles longueurs d'onde, de nouveaux services peuvent être

véhiculés sur le réseau, sans modification de sa structure. De même, des services peuvent être supprimés, ou l'allocation des longueurs d'onde aux différents services peut être reconfigurée. Cette technologie WDM apporte une grande flexibilité au réseau, assurant ainsi sa pérennité. Chaque longueur d'onde λ_i du système représente un canal de transmission optique, chaque canal se propageant indépendamment et sans interaction avec les autres canaux présents dans la fibre. Toutes les porteuses optiques peuvent alors porter des signaux électriques de format différent.

Le standard DWDM (*Dense WDM*) définit un espacement maximal de 0,8 nm entre canaux et permet la transmission simultanée de nombreuses longueurs d'onde. Le système DWDM est à haute capacité mais il est plus coûteux que le système CWDM (*Coarse WDM*). Ce dernier tolère un espacement plus grand entre les canaux (20 nm). L'espace entre canaux dépendra en pratique de la largeur spectrale de la source utilisée et de la bande passante de la fibre.

Les premiers réseaux WDM n'utilisaient que deux longueurs d'onde, proches de 1,3 et 1,5 μm , sur fibre monomode. Aujourd'hui, les systèmes WDM, sur fibre monomode, peuvent utiliser simultanément 16, 32, 64 ou 128 longueurs d'onde réparties sur les deux fenêtres de longueurs d'onde télécoms autour de 1,3 et 1,5 μm .

III. Les briques de base pour le réseau local domestique

III.A. Introduction

Le principe du multiplexage en longueur d'onde est décrit par le schéma de la figure 2. Cette partie du mémoire introduit les différents composants utilisés pour constituer les liaisons WDM de chaque axe d'étude de cette thèse. Une description approfondie des composants sera fournie dans les chapitres correspondants.

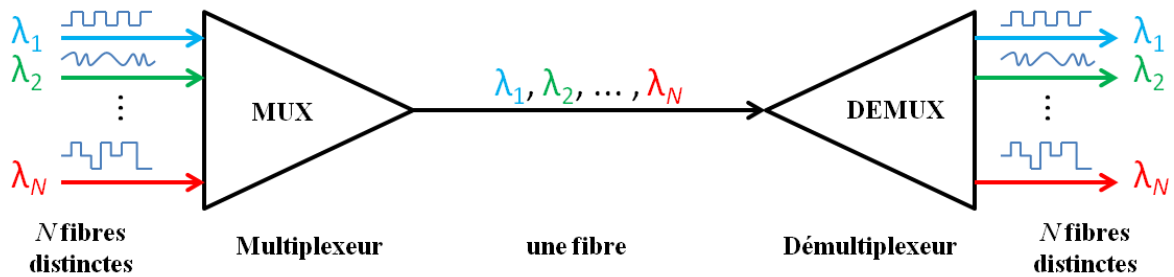


Figure 2 : Schéma du principe du multiplexage en longueur d'onde (WDM)

La fonction principale d'un réseau est le transport d'informations entre périphériques. Dans notre étude, la fibre optique a été retenue comme support de transmission. La première section sera alors consacrée aux différentes technologies de fibres éligibles pour le RLD.

L'infrastructure du réseau WDM intègre également des fonctions passives pour le multiplexage et le démultiplexage des signaux optiques. La deuxième section présentera les composants utilisés pour réaliser ces fonctions : les coupleurs et les filtres.

Les composants d'émission et de réception seront enfin présentés. Différents types de source optique émettant à différentes longueurs d'onde peuvent être utilisés avec les fibres retenues pour le RLD. Enfin, les récepteurs associés, ainsi que les matériaux les constituant seront succinctement évoqués, leur étude ne constituant pas un point essentiel de ce travail de thèse.

III.B. Les technologies de fibres éligibles

Il existe deux principales technologies de fibre optique pour les télécommunications : les fibres monomode (SMF, *singlemode fibre*) et multimode (MMF, *multimode fibre*). La solution préconisée pour la réalisation d'une première version du RLD multiformat, avant le début de cette thèse, a été la fibre monomode [3]. Cette solution a été choisie non seulement parce qu'elle présente des caractéristiques optiques très intéressantes (faible atténuation, bande passante quasi-illimitée à l'échelle résidentielle) mais en plus elle utilise des composants actifs et passifs disponibles et arrivés à la maturité technologique pour la plupart (sources lasers, filtres, coupleurs...). Cette solution a donc été la plus facile à mettre en œuvre, dans un premier temps en laboratoire, pour démontrer la faisabilité et la pertinence d'une structure unique pour un réseau domestique multiformat et haut débit. Elle souffre néanmoins de deux inconvénients majeurs pour un déploiement dans la maison. D'une part, le faible diamètre de cœur de la fibre monomode impose des contraintes fortes d'alignement dans le processus de connectivisation et donc un savoir-faire et un outillage particulier. D'autre part, le coût des systèmes pour fibre monomode demeure élevé, notamment de par la technologie utilisée pour la réalisation des composants actifs, ce qui ne la destine pas a priori aux applications résidentielles. L'autre solution, la fibre multimode, permet d'accroître les tolérances sur les contraintes des connexions en raison du plus grand diamètre du cœur. Cela influe favorablement sur les coûts de connectivisation, avantage auquel s'ajoute un coût des systèmes significativement inférieur, la fibre multimode travaillant généralement dans la fenêtre de longueurs d'onde autour de 0,8 μm avec des composants utilisant la technologie relativement bon marché du silicium. Trois types de fibre multimode, pouvant a priori répondre à la problématique du RLD, ont été identifiés. Ces fibres diffèrent par le matériau qui les constitue : une est constituée de silice, comme la précédente fibre monomode, les deux autres sont composées de polymères. Les fibres multimodes silice ou plastique peuvent être réalisées avec une structure à saut ou à gradient d'indice. Cette dernière structure aboutit à un moindre étalement temporel du signal comparativement à la structure à saut d'indice, elle impose par contre une plus grande difficulté de réalisation. Ces fibres MMF présentent une dispersion modale qui limite le débit maximal transmissible. Pour augmenter ce débit, une solution consiste à réduire le diamètre de cœur dans le cas des fibres à saut d'indice. Dans ce cas, on diminue les tolérances de centrage de la connectique ce qui impacte sur les possibilités de réalisation de type DIY (*Do-It-Yourself*) d'une installation domestique.

Le tableau 1 répertorie les principales caractéristiques des quatre types de fibres optiques pouvant être préconisés pour le RLD, et donne des premiers éléments de comparaison entre les trois types de fibres multimodes face à la SMF. Chacune d'entre elles possède des caractéristiques qu'il convient de positionner dans le contexte du RLD, où les conditions de mise en œuvre doivent obéir à des critères spécifiques (facilité d'installation, sécurité oculaire de l'utilisateur, qualité de service, coût...).

		Monomode	Multimode		
Matériau		silice		polymère	
		Si		PMMA	PF
Diamètre (µm)	cœur	9	50 / 62,5	980	120
	gaine	125	125	1000	500
Profil d'indice		-	Gradient	Saut	Gradient
Ouverture numérique		0,1	0,2	0,3 – 0,5	0,2
Fenêtres de λ d'utilisation (nm)		1310 / 1550	850 / 1300	400 à 700	650 à 1300
Atténuation (dB/km)		< 0,4 @ 1310 nm < 0,25 @ 1550 nm	< 3 @ 850 nm < 0,8 @ 1300 nm	< 160 @ 650 nm	< 40 @ 850 nm
Bande passante (MHz.km)		« Quasi-illimitée »	> 1500 @ 850 nm > 500 @ 1300 nm	4 à 10 [25] @ 650 nm	> 300 @ 850 nm
Rayon de courbure max. (mm) tel que pertes ≤ 0,5 dB		75 (100 tours) @ 1550 nm	75 (100 tours) @ 850 nm	25 (10 tours) @ 650 nm	25 (10 tours) @ 850 nm
Réalisation du raccordement		Très complexe	Complexe	Très simple	Assez simple
Avantages [5]		WDM mature	Sources faible coût @ 850 nm	Sources et détecteurs très bas coût, DIY	Sources faible coût @ 850 nm

Tableau 1 : Comparaison des différents types de fibres éligibles pour le RLD

La fibre multimode silice a été abondamment utilisée dans le câblage des immeubles, comme en témoigne la figure 3 montrant la répartition des différents types de fibre déployée dans les immeubles dans le monde. Même si la fibre monomode poursuit sa progression, le patrimoine constitué par la fibre multimode déjà posée justifie les efforts pour augmenter les performances sur ce type de lien. Certaines d'entre elles sont enlevées des bâtiments lors d'un déploiement FTTH. La plupart des fibres multimodes déployées restent néanmoins maintenues car le déploiement de la fibre optique dans le réseau de l'opérateur ne s'effectue

pas toujours jusqu'au domicile du client mais très souvent seulement jusqu'au pied de l'immeuble (c'est le cas du FTTB, *Fibre To The Building*) ou quelques centaines de mètres avant (c'est le cas du FTTCab, *Fibre To The Cabinet*).

85 % des liens à base de fibre multimode installés ne dépassent pas 300 mètres. Cette portée reste du même ordre de grandeur que celles rencontrées dans le domaine du RLD (une centaine de mètres maximum). Les avancées dans les principaux domaines d'application de ces fibres, à savoir dans le câblage d'immeuble, des réseaux de type LAN (*Local Access Network* ou Réseau Local d'Entreprise) ou encore de type SAN (*Storage Access Network* ou réseau de stockage) (figure 4) auront inévitablement des retombées dans le contexte du câblage optique résidentiel.

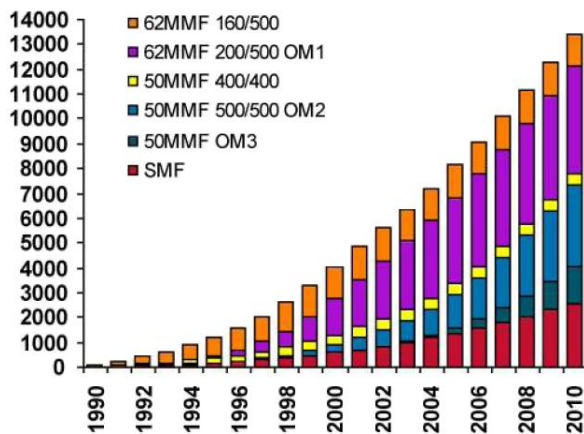


Figure 3 : Longueurs cumulées (en millions de mètres) des fibres installées dans les immeubles, aux USA [6]

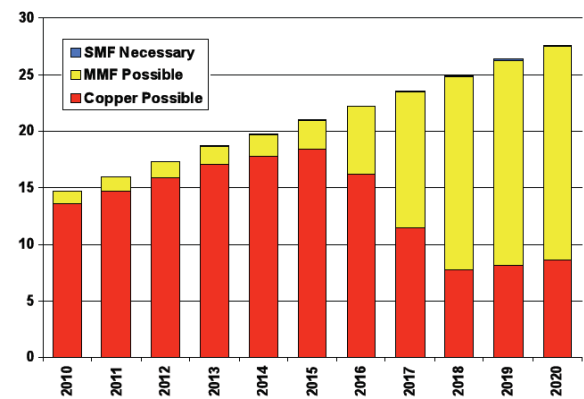


Figure 4 : Longueur totale ($\times 10^6$ mètres) du médium déployé dans les réseaux de stockage de données ou *data centres* (SAN), basés sur l'Ethernet 40 et 100 Gbit/s [7]

Le principal avantage des fibres multimodes silice et plastique, par rapport à la fibre monomode, réside dans leur diamètre de cœur important. Cela a pour conséquence favorable, entre autres, de pouvoir utiliser des sources bas coût comme les diodes électroluminescentes (DEL), dont le diagramme de rayonnement largement ouvert est compatible avec l'ouverture numérique de la fibre multimode. Des fenêtres de travail pour ces fibres sont dans le spectre du visible (400 à 700 nm) et autour de 850 nm, correspondant à des photodétecteurs à faible coût. Cet avantage a cependant des contreparties : les DEL ont des vitesses de modulation très limitées, ce qui conduit à utiliser des sources plus performantes, du type laser Fabry-Pérot (FP) ou VCSEL (*Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser*). Il faut également noter que les systèmes bas coût à 850 nm ne sont pas ceux qui présentent les meilleures performances. En effet, à diamètre égal, une fibre multimode supporte plus de modes à 850 nm qu'à 1300 nm. La dispersion modale dégrade donc davantage la bande passante à 850 nm. Même si les fibres multimodes utilisées sont essentiellement à gradient d'indice pour limiter ces dégradations, les performances restent bien en deçà de celles des fibres monomodes.

La fibre plastique à saut d'indice présente par nature une bande passante plus réduite que les deux autres fibres multimodes à gradient d'indice. De plus, la plupart des systèmes conçus aujourd'hui pour cette fibre utilisent des sources de type DEL. Le débit du système est donc limité à environ 100 Mbit/s, avec une longueur maximale d'environ 100 m. Néanmoins, le diamètre de cette fibre, plus grand que celui des deux autres fibres (1 mm contre 50, 62,5 ou 120 μm) en fait une fibre particulièrement simple à manipuler. De plus, le matériau qui la constitue rend la fibre facile à couper, par rapport à la fibre silice qu'il faut cliver. Ces avantages permettent la réalisation d'un système de type DIY.

Les performances, en termes d'atténuation, des fibres multimodes éligibles pour le RLD, sont données par le graphique de la figure 5.

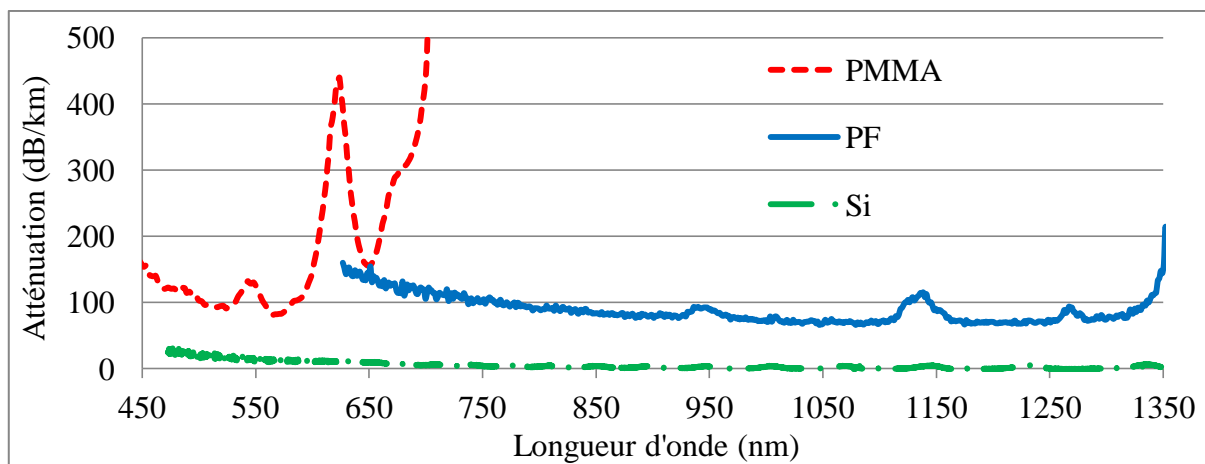


Figure 5 : Atténuation des fibres multimodes

La fibre multimode silice a les meilleures performances, sur toutes les plages de longueurs d'onde, par rapport aux deux autres fibres plastiques. Celles-ci ont néanmoins l'avantage d'être plus facilement manipulables et d'entraîner moins de contraintes sur l'alignement des fibres. Les systèmes à base de fibre multimode plastique PMMA, bien que moins performants que ceux à base de fibre silice, seront moins coûteux.

Aujourd'hui, même si l'affaiblissement de la fibre demeure un paramètre important à prendre en compte, la bande passante devient aussi une caractéristique principale limitant et conditionnant le support des nouvelles applications. Sur ces solutions de fibre multimode, proposées pour le RLD, l'étude est à mener et est l'objet de cette thèse. D'une part, il faut disposer d'un panorama des fonctions et composants existants pour les différentes technologies. D'autre part, il faut comprendre les limites de chacune de ces technologies : en cas d'absence de fonctions, il faut en analyser la raison : est-ce un manque de marché aujourd'hui, ou se heurte-t-on à des limites technologiques ?

III.C. Les fonctions passives

Cette partie se focalise sur deux types de composants passifs qui seront largement utilisés par la suite de l'étude : les coupleurs, pour la sommation ou répartition énergétique de signaux et les filtres en longueur d'onde, permettant la sélection spectrale d'un signal.

III.C.1. Le couplage

Le couplage permet de répartir l'énergie dans différentes branches du réseau. Cette fonction est généralement réalisée par des coupleurs. Il existe différentes structures de coupleur pour système optique : coupleur à base de fibre, coupleur en technologie planaire, ou encore fabriqué à partir d'éléments mécaniques optiques de base (lentilles, miroirs, ...). La publication [8] passe en revue toutes les technologies existantes de coupleurs. Bien que ce document date de 1987, il correspond bien à l'état de l'art actuel sur les coupleurs optiques. Dans la littérature scientifique, il existe de nombreuses études sur les coupleurs en technologie planaire. Ce sont généralement des coupleurs multimode à interférences qui présentent les meilleures performances et qui pourraient être fabriqués à bas coût à l'échelle industrielle. Nous n'avons malheureusement pas pu nous procurer ce type de coupleur au cours de cette thèse, aucun composant n'ayant été trouvé sur le marché. Les solutions disponibles commercialement restent principalement à base de fibre. Ils permettent la meilleure efficacité de couplage avec les autres éléments du système, eux-mêmes à base de fibre optique.

Les coupleurs étoile, ou $N \times N$, à base de fibre, disponibles sur le marché, sont très souvent des coupleurs à base de coupleurs 2×2 mis en cascade. Nous présentons tout d'abord les techniques de fabrication de ce coupleur de base. Nous reviendrons ensuite succinctement sur leur mise en cascade. Enfin, nous introduirons les différents paramètres caractérisant le composant, qui seront nécessaires dans la suite de l'étude.

III.C.1.a. Les techniques de fabrication du coupleur 2×2 à base de fibre

Un échange énergétique est possible entre deux guides d'onde placés côte à côte. Cet échange a lieu avec une périodicité caractérisée par une longueur de couplage. Il sera d'autant plus prononcé que la longueur de couplage sera petite. Pour cela, une première solution consiste à placer les cœurs des deux fibres au plus proche l'un de l'autre. Une autre solution favorise le

déconfinement du champ hors du cœur pour qu'il soit plus aisément transféré à l'autre fibre. Ces deux solutions vont alors être à la base de deux techniques de fabrication du composant à base de fibre : la première solution est à la base de la fabrication des coupleurs à abrasion - collage. Le second principe est utilisé dans les coupleurs à fusion – étirage [9].

Dans la suite de l'étude, quelle que soit la technique de fabrication du coupleur en X ou 2×2, nous noterons « T » (pour « transmis ») le bras du coupleur dont la fibre est soumise à un champ d'entrée et dans laquelle se propage ce champ. La fibre dans laquelle le champ est couplé sera noté « C » (pour « couplé »). D'après l'exemple de la figure 7, le bras T correspond à la fibre du bas (ou port 1 vers port 2), le bras C à la fibre du haut (ou port 1 vers port 3). La fibre du haut devient le bras T si le champ est injecté dans le port 4 et se propage vers le port 3 ; la fibre du bas devient le bras C. Cette notation sera employée dans toute la suite de l'étude car les modèles créés seront parfaitement symétriques, les deux fibres ne peuvent alors pas être distinguées autrement.

III.C.1.a.i. Le coupleur à abrasion – collage

La technique de fabrication « abrasion – collage » consiste tout d'abord à polir longitudinalement deux fibres après les avoir préalablement courbées (figure 6). La proximité et la courbure des deux cœurs permettent ainsi l'échange d'énergie entre les deux fibres. L'abrasion s'effectue jusqu'au cœur. La profondeur de pénétration dépend du taux de couplage désiré pour le coupleur. Le polissage s'effectue jusqu'au centre du cœur des deux fibres pour obtenir un coupleur équilibré de ratio 50:50. Les profondeurs de polissage sont différentes pour les deux cœurs dans le cas d'un coupleur déséquilibré. Les deux fibres abrasées sont ensuite rapprochées l'une de l'autre. Elles sont fixées ensemble grâce à une colle d'indice de réfraction proche de celui du cœur des fibres.

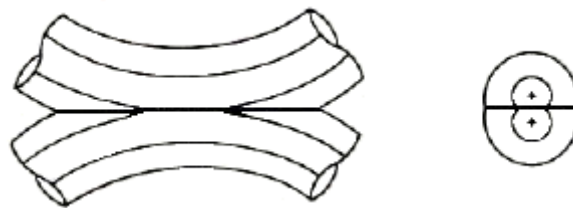


Figure 6 : Schéma du coupleur 2×2 à abrasion – collage et coupe transversale au col du coupleur [8]

III.C.1.a.ii. Le coupleur à fusion – étirage

Le principe de fabrication du coupleur à fusion – étirage est très différent de celui du coupleur à abrasion – collage. En effet, la structure des fibres n'est pas modifiée avant la fusion. Cependant, elles peuvent être partiellement dénudées si besoin, afin de permettre par la suite un meilleur échange d'énergie entre les deux fibres.

On rappelle que l'échange d'énergie est dû au déconfinement du champ hors du cœur. Pour cela, il est nécessaire de réduire le diamètre du cœur. L'étirage le permettra après avoir fusionné les deux fibres pour que leurs cœurs soient très proches l'un de l'autre (figure 7).

Deux paramètres caractérisent ce type de coupleur : le taux de fusion et le degré de réduction. Le premier permet de déterminer la forme de la coupe transversale au col du composant, soit à sa section transversale la plus étroite. Egal à 1, le taux de fusion indique que l'ensemble constitué des deux fibres a retrouvé une symétrie de révolution et que les cœurs sont au plus proche l'un de l'autre. Choisi inférieur à 1, il permet de maintenir une certaine distance entre les cœurs et la coupe transversale montre une forme de « 8 ». Le degré de réduction caractérise l'intensité du phénomène de déconfinement du champ. Plus le paramètre est élevé, plus le champ est déconfiné et se propage dans la gaine. Le cœur perd son rôle de guide. Et c'est le matériau, dans lequel sont englobées les deux fibres, qui joue alors le rôle de gaine optique.



Figure 7 : Schéma du coupleur 2x2 à fusion – étirage [8]

La technique abrasion – collage a l'avantage d'être adaptée à tout type de profil d'indice puisque celui-ci n'est pas modifié après abrasion, ce qui n'est pas le cas après étirage. La technique de fusion – étirage nécessite que les matériaux utilisés pour le cœur et la gaine soient de même nature pour permettre une fusion correcte. Les phénomènes liés à la propagation sont différents dans les deux types de composant. Puisque le profil d'indice du coupleur à abrasion – collage n'est pas modifié, la constante de propagation du ou des modes

guidés reste inchangée au cours de la propagation dans le composant. Ce n'est pas le cas dans le composant à fusion – étirage. Nous constaterons, dans l'étude du chapitre 4, que cela conduit à des modélisations différentes.

Les coupleurs à fusion – étirage sont les plus répandus et les moins chers du marché, comme en témoigne le tableau 2, car ils ont fait l'objet d'un développement industriel important.

	Abrasion – collage (SEDI – Fibres Optiques)	Fusion – étirage (Absys)
4×4	1245	115
8×8	2795	310

Tableau 2 : Exemples de prix (hors taxe) en euros de différents types de coupleurs N×N, à base de fibre multimode silice 50/125 µm, avec connecteurs de type SC/PC

Les coupleurs à abrasion – collage nécessitent des dispositifs additionnels coûteux pour le maintien en position des deux fibres polies. Cependant cette technique de fabrication est parfaitement adaptée à la réalisation de coupleurs à base de fibres très particulières telles que les fibres à maintien de polarisation à cœur elliptique par exemple [10].

Les coupleurs à fusion – étirage ont quant à eux l'avantage de présenter de meilleures performances, par rapport aux coupleurs à abrasion – collage, en termes de pertes d'insertion. Ils sont aussi moins sensibles à des variations de température car ils ne disposent pas d'une couche d'indice de réfraction adaptatrice.

III.C.1.b. Le coupleur N×N

Le coupleur étoile, ou coupleur N×N, est un composant optique passif. Il a une double fonction : c'est un mélangeur puisqu'il additionne les signaux provenant de ses différentes entrées ; c'est aussi un répartiteur car un signal présent à une de ses entrées est distribué sur toutes ses sorties. Nous ne nous consacrons, dans cette étude, qu'aux cas des coupleurs ayant le même nombre N d'entrées et de sorties.

Ce composant peut être fabriqué à partir de N fibres. L'exemple de la figure 8 montre N fibres torsadées ensemble, fusionnées puis étirées. D'autres techniques de fabrication existent pour un coupleur N×N [8]. Cependant, le composant le plus répandu sur le marché est le coupleur N×N formé à partir de coupleurs 2×2, à abrasion – collage ou à fusion – étirage, mis en cascade, comme le propose l'exemple de la figure 9.



Figure 8 : Coupleur N×N fabriqué à partir de N fibres [8]

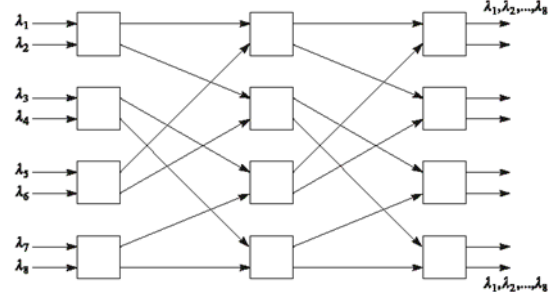


Figure 9 : Coupleur N×N fabriqué à partir de la mise en cascade de coupleurs 2×2

Le nombre $N_{2 \times 2}$ de coupleurs 2×2 nécessaires pour réaliser un coupleur $N \times N$ est défini par :

$$N_{2 \times 2} = \frac{N}{2} \times \log_2 N \quad [1.1]$$

Les coupleurs 2×2 mis en cascade sont placés en étages, chaque étage possédant le même nombre de coupleurs 2×2 . Le nombre d'étage $N_{\text{étage}}$ est tel que, avec $N \geq 2$:

$$N = 2^{N_{\text{étage}}} \quad [1.2]$$

III.C.1.c. Des définitions

Cette partie introduit les différentes grandeurs physiques caractérisant un coupleur. Toutes les relations présentées s'appliquent tant au coupleur de base 2×2 qu'au coupleur $N \times N$.

Tout champ injecté dans un port d'entrée du coupleur se propage vers les différents ports de sortie et est donc affecté par les caractéristiques propres à chacun des bras. On définit alors les pertes d'insertion P_{ij} , (en dB) entre le port d'entrée E_i et le port de sortie S_j par :

$$P_{ij} = -10 \times \log \frac{P_{S_j}}{P_{E_i}} \quad [1.3]$$

où P_{E_i} est la puissance injectée sur le port d'entrée E_i et P_{S_j} la puissance recueillie sur le port de sortie S_j .

Les pertes d'insertion incluent les pertes liées à la répartition de la puissance optique entre les différents ports de sortie. On définit alors le taux de couplage C (en dB) lié au nombre N de ports :

$$C = 10 \times \log N \quad [1.4]$$

A ces pertes par couplage, celles d'un coupleur « sans pertes », s'ajoutent des pertes moyennes affectant la transmission du champ dans chaque bras du coupleur car une partie de

la lumière est en réalité perdue à la traversée du composant. La puissance totale P_S recueillie dans l'ensemble des sorties est inférieure à la puissance injectée ($P_S = \sum_j P_{Sj} < P_{Ei}$).

On définit alors les pertes en excès p_e (en dB) par :

$$p_e = -10 \times \log \frac{P_S}{P_{Ei}} \quad [1.5]$$

Ces pertes sont généralement faibles, dans des conditions d'utilisation « normales ». Elles sont de l'ordre du décibel pour les plus petits coupleurs, et augmentent avec le nombre de branches.

Les pertes d'insertion peuvent alors aussi s'écrire comme la somme des deux dernières grandeurs définies :

$$P_{ij} = C + p_e \quad [1.6]$$

Le tableau 3 rapporte quelques exemples des pertes définies pour différents coupleurs.

Coupleur	Pertes par couplage (dB)	Pertes en excès (dB)	Pertes d'insertion (dB)
1×2 ou 2×2	3	1	4
1×4 ou 4×4	6	1,5	7,5
1×8 ou 8×8	9	2	11

Tableau 3 : Exemples de pertes typiques de coupleurs

Les pertes en excès définies précédemment sont une valeur moyenne des pertes en excès de chaque bras du coupleur. Les pertes en excès de chaque bras peuvent être calculées à partir de la valeur connue des pertes d'insertion de chaque bras. Il peut exister un écart, parfois significatif, entre les pertes d'insertion de chaque bras ou bien entre les puissances recueillies sur tous les ports de sortie. On définit alors l'uniformité de la puissance en sortie du coupleur, qui caractérise cet écart ou ce déséquilibre entre les puissances aux différentes sorties du coupleur. Elle représente le plus grand écart de puissance entre deux des sorties pour une injection donnée dans tous les ports d'entrée (en dB) :

$$U = 10 \times \log \frac{P_{Sj_{max}}}{P_{Sj_{min}}} \quad [1.7]$$

On définit également les pertes par réflexion P_{ii} correspondants à une réflexion de la puissance dans le port d'entrée choisi. Ces pertes sont généralement élevées ($T_{ii} > 20$ dB) car la puissance ne doit pas être issue du port dans lequel elle a été injectée.

De même, on définit le taux d'isolation entre les accès de même type (entrées ou sorties) par la diaphotie (en dB) telle que :

$$D = 10 \times \log \frac{P_{Ei}}{P_{Ek}} \quad \text{et} \quad D = 10 \times \log \frac{P_{Sj}}{P_{Sk}} \quad [1.8]$$

avec $k = 1, \dots, N$ mais $k \neq i$ et j . Ce coefficient est aussi généralement élevé et supérieur à 20 dB. Une matrice de répartition, de dimension $N \times N$, peut être formée à partir de l'ensemble des pertes d'insertion P_{ij} , des pertes par réflexion P_{ii} et des coefficients d'isolement D . Cette matrice est composée de paramètres « système » et est semblable à celle des paramètres S caractérisant les composants hyperfréquences. Elle dépend de la longueur d'onde et de la distribution spatiale du champ incident choisi.

III.C.2. Le filtrage

Différents types de filtrage optique existent : le filtrage de fréquence temporelle, le filtrage spatial ou encore, par exemple, le filtrage de polarisation. Nous ne nous intéressons qu'au premier cas puisque nous étudions un système WDM, permettant, entre autres, la séparation des longueurs d'onde.

III.C.2.a. Les composants pour le filtrage des longueurs d'onde

Les composants assurant ce type de filtrage optique sont de diverses natures suivant la fonction qu'ils doivent réaliser. Trois principaux types de filtres de longueur d'onde peuvent être recensés :

- Un simple filtre laissera passer une longueur d'onde ou bien une ou plusieurs fenêtres de longueurs d'onde en bloquant les autres longueurs d'onde. Ce type de filtre est très largement utilisé dans les domaines de la projection de lumière colorée ou encore en photographie. Des investigations seront menées sur ce type de composant lors de l'étude du système à base de fibre plastique.
- Un démultiplexeur séparera les longueurs d'onde en les aiguillant vers les différents ports du composant.

- les filtres de type OADM (*Optical Add and Drop Multiplexer*) sont un troisième type de composant de filtrage. Nous nous intéresserons principalement à ce type de filtre, en particulier dans la suite de l'étude sur les expérimentations d'un RLD en fibre multimode silice. Ses principales caractéristiques sont exposées dans la section suivante.

III.C.2.b. Le filtre de type OADM

Le filtre de type OADM, composant passif, permet d'injecter ou d'extraire une longueur d'onde particulière dans le système, tout en permettant aux autres de poursuivre leur propagation, comme le montre la figure 10. Il est généralement conçu à base de réseau de Bragg inscrit dans la fibre. Le cœur est exposé à une radiation ultra-violette (UV) de forte intensité pour inscrire de manière permanente une variation périodique de l'indice de réfraction. Le processus d'inscription d'un réseau de Bragg dans une fibre est à faible coût et est maîtrisé industriellement.

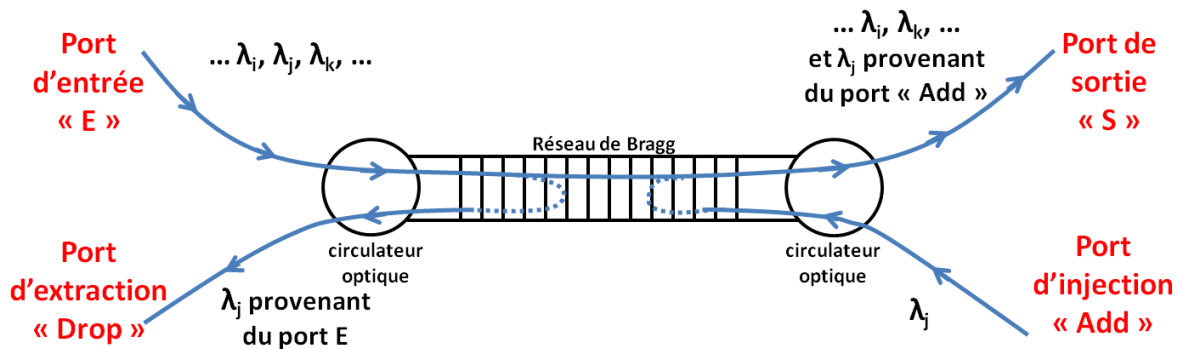


Figure 10 : Schéma du principe du filtre de type OADM à base de réseau de Bragg

Les filtres de type OADM sont caractérisés par leurs pertes d'insertion, comme les coupleurs, qui sont généralement faibles (1 à 2 dB). La connaissance de leurs caractéristiques spectrales est aussi importante : longueur d'onde centrale à injecter et/ou à extraire, largeur de bande, fenêtre de longueurs d'onde des canaux pouvant circuler dans le composant.

III.D. Les fonctions actives

Cette section propose une introduction aux composants actifs d'extrémité utilisés dans ce travail de thèse. Les différents types de sources généralement rencontrés avec les fibres multimodes sont tout d'abord exposés. Enfin, nous découvrirons les photodétecteurs employés dans les liaisons optiques étudiées.

III.D.1. Les types de sources

La source optique est un élément primordial dans une chaîne de transmission. Elle délivre une puissance optique transportant une information sur le réseau. Chaque source étudiée sera caractérisée par ses paramètres « système » et spectraux. Sa puissance d'émission conditionne le budget de liaison. Les caractéristiques du faisceau émis (largeur, profil d'intensité) auront une influence importante sur l'injection dans la fibre et donc sur les performances de la liaison en fibre multimode. Enfin la connaissance de ses caractéristiques spectrales (longueur d'onde d'émission et largeur spectrale) est indispensable pour dimensionner le système WDM et établir le plan d'onde. Ces sources devront enfin disposer d'une bande passante de modulation électrique suffisante afin de délivrer les débits requis.

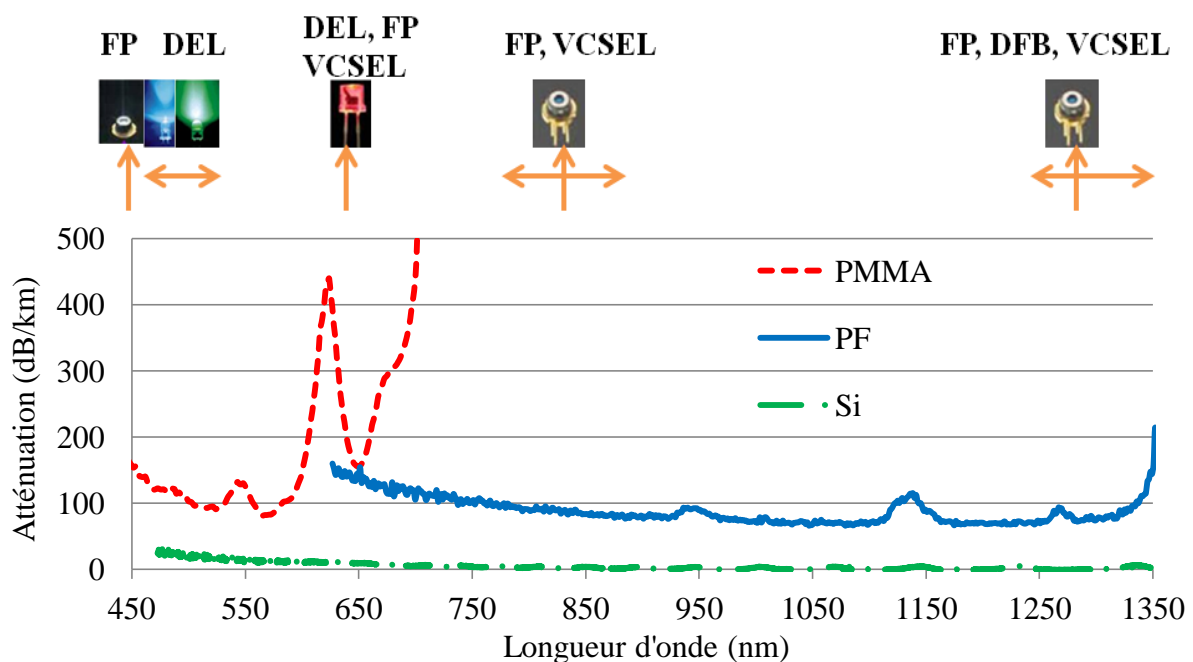


Figure 11 : Types de sources utilisés avec les fibres multimodes

Cette partie a pour but d'introduire les différents types de sources rencontrés dans les systèmes à base de fibre multimode et d'en fournir les caractéristiques principales. On évoquera les DEL (Diode Electroluminescente), sources largement étudiées en début de thèse. Puis seront introduites des diodes laser de type Fabry-Pérot (FP), DFB (*Distributed FeedBack*) et VCSEL (*Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser*). Sur la figure 11 sont mentionnés des exemples de types de source, qui seront utilisés avec les fibres multimodes étudiées, et les longueurs d'onde disponibles.

III.D.1.a. La diode électroluminescente (DEL)

L'utilisation des sources optiques très bas coût de type DEL associées aux fibres silice ou polymère a été envisagée pour permettre une réduction des coûts et une plus grande facilité de connexion, éventuellement réalisable par des utilisateurs non spécialisés. Un minimum de pertes par atténuation de la fibre plastique se situe autour de 650 nm, ce qui explique pourquoi un grand nombre d'études ont fait appel aux sources de type DEL puisqu'elles sont largement disponibles sur le marché autour de cette longueur d'onde. Cependant, ces dispositifs présentent des limites en termes de fréquence maximale de modulation de par la durée de vie des porteurs. Les DEL sont également utilisées avec la fibre multimode silice autour de 850 nm et 980 nm, sur des réseaux de type LAN de débit inférieur à 200 Mbit/s.

Par rapport aux diodes laser [11], la DEL présente une bande passante réduite mais une grande fiabilité, avec une durée de vie importante, et un faible coût. Elle est moins sensible aux variations de température, et génère moins de contraintes pour la sécurité oculaire : elle émet avec une puissance optique moindre, dans le spectre visible pour les applications sur fibre plastique notamment.

Les DEL émettent de la lumière incohérente [12] car elles fonctionnent essentiellement par émission spontanée (amplifiée éventuellement). Cela limite la bande passante de la fibre à cause des dispersions chromatiques.

Nous poursuivons alors l'étude par l'introduction, dans les sections suivantes, de sources de type laser. En effet, les diodes laser ont un spectre très étroit, dû à l'émission stimulée prédominante et à la compétition des modes. Elles sont spectralement et spatialement quasi-monomodes et donc très cohérentes. La bande passante de la fibre peut alors être nettement plus élevée avec ce type de source, le nombre de modes excités étant moindre, les dispersions modales le sont aussi.

III.D.1.b. Le laser Fabry-Pérot (FP)

Avec des source de type Fabry-Pérot (FP), la limite du produit débit – distance se situe à environ 10 Gbit/s.km autour de 1,55 μm . Ce résultat est suffisant pour les applications domestiques qui nous intéressent mais les principales difficultés pour une utilisation dans le contexte CWDM envisagé seraient davantage la largeur du spectre d'émission, de quelques nm à quelques dizaines de nm, et l'instabilité en longueur d'onde, qui est de l'ordre de 5 nm pour une dérive de 10 °C, très probable dans un environnement domestique. Cette dérive induirait un problème lors de la sélection par filtrage optique de la longueur d'onde.

Les diodes laser FP (Fabry-Pérot) sont les dispositifs qui sont à ce jour les plus utilisés dans les émetteurs-récepteurs sélectionnés par les équipementiers impliqués dans le FTTH pour des débits de 155 Mbit/s à 1,25 Gbit/s. Pour des applications domestiques à débit plus élevé mais intégrant le WDM, les limites actuelles de ces dispositifs, en termes de largeur de spectre émis, de stabilité en température, de bruit associé, de vieillissement et de puissance doivent être prises en compte.

Les évolutions récentes exploitées pour des applications LAN concernent le choix des matériaux puisque des diodes utilisant les quaternaires AlGaInAs à puits quantiques démontrent une fiabilité très importante et une insensibilité très grande aux réflexions parasites sur une grande plage d'utilisation en température (plage 25 – 85 °C). Ces diodes émettent à 1,3 μm avec des applications à courte portée (300 m).

On trouve sur le marché des lasers Fabry-Pérot à différentes longueurs d'onde dans la fenêtre 400 à 1600 nm.

III.D.1.c. Le laser *distributed feedback* (DFB)

Les lasers de type *distributed feedback* (DFB) sont également désignés sous le terme de laser DSML (*Dynamic Single Mode semiconductor Laser*) pour souligner leur caractère monomodal sous modulation. Grâce à une parfaite maîtrise de la technologie, des performances élevées en termes de puissance émise peuvent être obtenues.

Ces lasers ont une largeur spectrale de seulement quelques centaines de MHz, considérablement réduite par rapport à celle du laser FP. De plus leur stabilité thermique en longueur d'onde est cinq fois plus grande que sur un laser FP. La technologie de réalisation de

ces diodes requiert cependant une infrastructure de production plus conséquente, ce qui a un impact sur leur coût.

Autre argument positif pour les applications domestiques en technologie monomode, la maturité de ces technologies DSML maîtrisées dans les réseaux de transport peut remettre en cause cet argument de prix notamment en les couplant aux techniques d'intégration avec les éléments passifs, coupleur N×N par exemple, ou la mise en boîtier par montage bas coût d'un système optique interfacé Ethernet.

III.D.1.d. Le laser à cavité verticale émettant par la surface (VCSEL)

Les sources désignées par l'acronyme VCSEL (*Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser* ou Laser à Cavité Verticale et Emettant par la Surface) ont eu un développement en technologie monomode très rapide, principalement dû aux réductions des coûts de fabrication industrielle par rapport aux lasers à émission latérale. Les études ont connu un tournant vers 1999 où les premières réalisations d'émetteurs/récepteurs Gbit-Ethernet à 1,3 µm ont débouché commercialement. Compte tenu des faibles puissances disponibles (le volume de la zone active est trois ordres de grandeur plus faible dans ces diodes que dans un dispositif à émission par la tranche), les applications restent orientées LAN, mais les études récentes montrent que cette situation évolue puisque les puissances disponibles tendent vers le mW et bien au-delà.

Les avantages principaux des VCSEL par rapport aux sources émettant par la tranche sont dus au faible courant de seuil (de l'ordre du mA) avec des rendements de puissance de 50 %, une émission monomodale sous modulation jusqu'à 10 Gbit/s, une faible dépendance avec la température (comparable à celle des DFB), une grande facilité de couplage avec la fibre de sortie, une mise en boîtier à bas coût.

Il y a peu de produits de type multimode, les fabricants de composants cherchant plutôt à augmenter les diamètres d'émission tout en restant monomode. La solution possible est de tenter de les utiliser sur liaison multimode avec un rendement de couplage problématique.

Concernant notre projet, il faut trouver des VCSEL multimodes auprès des industriels ou des composantsiers qui seraient prêts à s'investir sur ces sujets. L'effort de développement est minime puisqu'il s'agit d'augmenter les surfaces d'émission sans changer les architectures de composant.

Le tableau 4 résume des caractéristiques des sources optiques présentées dans ce chapitre.


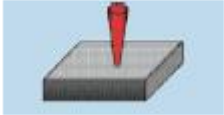
Diodes		Laser	
Type de source	DEL	FP, DFB	VCSEL
Profil du faisceau émis			
Longueur d'onde (nm)	650	1310 – 1550	850
Aire d'émission (μm^2)	300×300	3×1	$\pi \times 10^2$
Angle de champ (vertical/horizontal)	$\pm 60^\circ$	$\pm 60^\circ / \pm 20^\circ$	$\pm 10^\circ$
Courant de seuil (mA)	-	10	≤ 1
Courant d'utilisation typique (mA)	20	20 – 30	< 10
Dépendance à la température	Moyenne	Elevée	Moyenne
Débit	100 Mbit/s	$> \text{Gbit/s}$	$> \text{Gbit/s}$
Coût de fabrication et de test	Très faible	Elevé	Faible
Coût de packaging	Faible	Elevé	Faible
Fenêtre de longueurs d'onde des fibres	Fibre optique plastique (FOP)	FOP, MMF et SMF silice	FOP, MMF

Tableau 4 : Eléments des sources optiques pour systèmes à fibre optique [13]

III.D.2. Le récepteur

Cette partie est une présentation succincte des photorécepteurs, leur étude ne faisant pas partie de ce travail de thèse. Les démonstrateurs réalisés utiliseront les composants disponibles sur le marché. Seules ses caractéristiques principales sont présentées, notamment les matériaux qui les constituent. Ceux-ci vont en effet grandement influencer sur le coût du système.

Tout comme les filtres, le matériau constituant les récepteurs peut être caractérisé par sa réponse spectrale. Ainsi le matériau est choisi en fonction de son efficacité de conversion et de sa plage de longueurs d'onde d'utilisation (figure 12).

Le silicium est le matériau ayant la meilleure efficacité de conversion sur la plage de longueurs d'onde visible (400 à 700 nm) et dans la première fenêtre de longueurs d'onde télécoms autour de 850 nm. Il a le principal avantage d'être bas coût. Il participe ainsi à la réduction des coûts des composants insérés dans les liaisons de communication. Nous disposons, dans notre laboratoire, de photodiodes à base de silicium. Ces composants bas coûts sont commercialisés en boîtier et utilisables sur toute la plage de longueurs d'onde 400 à 1000 nm. Ils seront donc utilisés dans les systèmes à base de fibre plastique, aux longueurs d'onde visibles, et de fibre multimode silice, aux longueurs d'onde proches de 850 nm.

Les photodiodes fonctionnant aux longueurs d'onde dans les fenêtres à 1,3 et 1,5 μm induisent un coût plus élevé car elles font appel à des matériaux à semi-conducteurs III-V plus onéreux que le silicium.

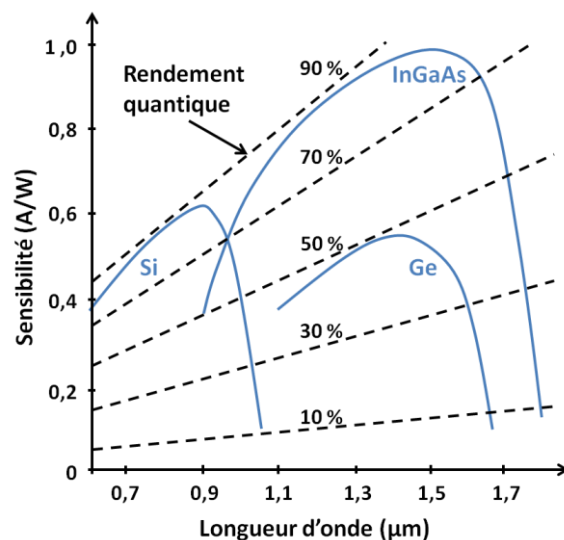


Figure 12 : Réponse spectrale de matériaux utilisés pour les photodiodes

La conception d'un réseau local domestique fonctionnant aux plus basses longueurs d'onde est alors un des enjeux de cette thèse afin de proposer les solutions les plus bas coûts.

IV. Les architectures identifiées pour le RLD

Cette section présente les principales architectures tirant le meilleur parti des technologies présentées. Elles ont été proposées par Orange Labs [14] avant le début de cette thèse. Le panorama de ces architectures montre une évolution jusqu'à une architecture cible basée sur une infrastructure transparente et sur l'utilisation des technologies WDM pour permettre la coexistence des applications de formats variés.

IV.A. L'étoile active monoformat

Les systèmes commerciaux, basés sur la fibre multimode, sont essentiellement point à point (P2P). Il n'y a donc pas d'obstacle à la réalisation d'architectures point à point dans le RLD optique, à condition que les performances de chaque lien soient compatibles avec les spécifications du service véhiculé.

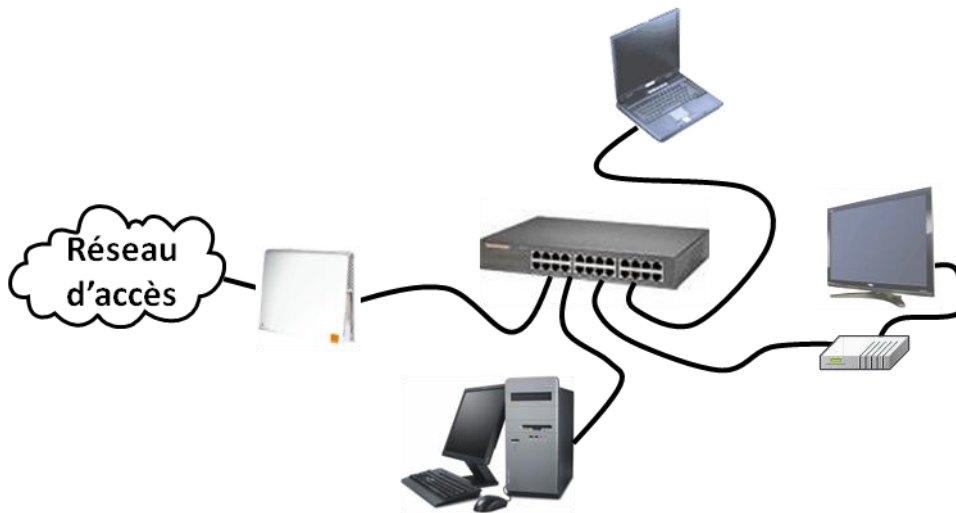


Figure 13 : Architecture étoile active monoformat

L'architecture organisée autour d'un nœud central actif (un *switch* ou un routeur) reste la plus répandue (figure 13). En effet, aujourd'hui, les services *triple-play* sont fournis par une passerelle située chez le client en bout du réseau d'accès. Tous les équipements domestiques (PC, TV, téléphone, ...) y sont connectés par des liaisons point à point. Cet équipement central est actif. Il comporte des conversions O/E (Opto-Electrique) et E/O (Electro-Optique). Le lien établi entre les équipements d'extrémité n'est pas transparent, c'est-à-dire qu'il n'y a pas de continuité optique. La spécialisation des ports est nécessaire, car il y a un traitement électrique dans le nœud central. Cette architecture est monoformat puisque tous les services sont véhiculés sous format IP. L'architecture suivante, elle aussi en étoile active, véhicule des services portés par des signaux de formats différents.

IV.B. L'étoile active multiformat

Comme la précédente, cette architecture est une étoile active puisqu'elle est centrée autour d'un nœud actif. Le nœud central est un commutateur multiformat (figure 14). Il combine de multiples services (Ethernet 100 Mbit/s, télévisions hertziennes et satellite, et signaux radio UWB (*Ultra Wide Band*) par exemple) portés par des formats de signaux différents sur une infrastructure unique. Il s'appuie, dans une première étape, sur une technique de multiplexage fréquentiel. Les signaux y sont traités spécifiquement, puis multiplexés pour être appliqués aux différents ports du commutateur. Le multiplex résultant peut alors moduler un émetteur optique et être transporté par voie fibrée, en point à point, vers des prises dites *extenders*. Le démultiplexage est effectué au sein de ces prises qui sont situées dans les différentes pièces de la maison. Là encore, le lien établi entre les équipements d'extrémité n'est pas transparent, il n'y a pas de continuité optique en raison des conversions opto-électro-optiques (OEO) dans l'équipement central actif.

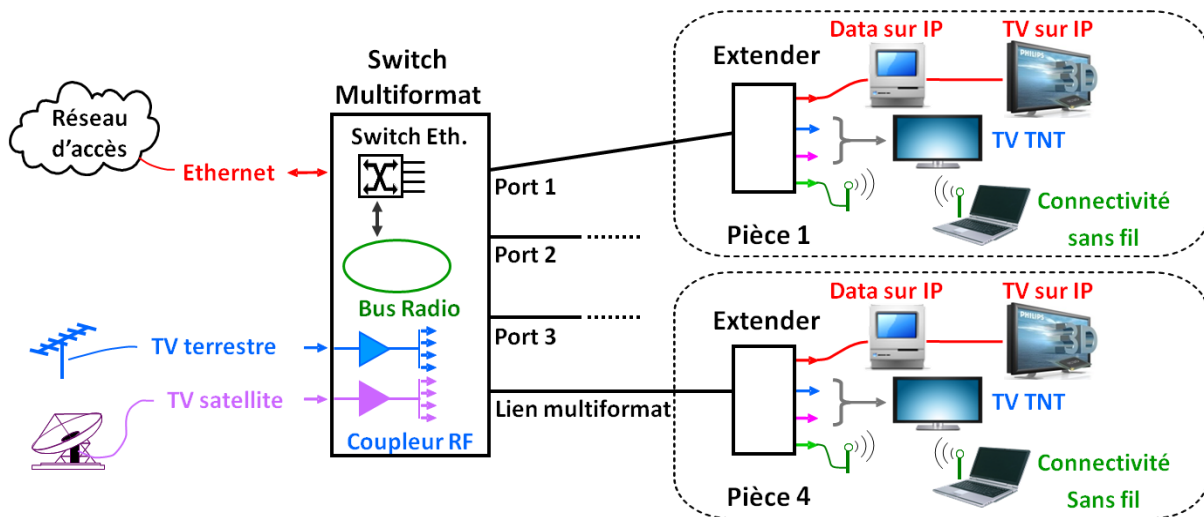


Figure 14 : Architecture étoile active multiformat

Cette solution, à court – moyen terme, montrera très vite des limites. En effet, un problème de recouvrement spectral apparaîtra lors du multiplexage de signaux présentant des bandes de fréquences qui se chevauchent. On comprend déjà qu'il y aura recouvrement spectral lors du multiplexage des signaux TV diffusée terrestre (400 – 800 MHz) et des signaux Gbit-Ethernet par exemple. Dans ce cas, on peut faire appel au multiplexage en longueur d'onde, voire à une combinaison de multiplexage optique et électrique. Les différents services sont alors portés

par différentes longueurs d'onde mises en œuvre sur ces liens point à point. L'existence d'un nœud central actif fait que le nombre de longueurs d'onde utilisées doit rester limité, afin de ne pas multiplier le nombre de fonctions d'émission, de filtrage et de réception nécessaires aux extrémités de ces liens.

Afin de profiter pleinement des avantages procurés par le multiplexage en longueur d'onde, en ayant la possibilité de mettre en œuvre un grand nombre de canaux, il est nécessaire de rechercher une architecture faisant disparaître ce nœud actif. Deux voies s'offrent alors, la première est organisée autour d'un brasseur optique, la deuxième autour d'un coupleur optique $N \times N$.

Une solution bâtie autour d'un brasseur optique a également déjà été étudiée à Orange Labs, avant la thèse. Ce brasseur est en fait une matrice de commutation entièrement optique, souvent réalisée à partir de miroirs mobiles, qui permet l'aiguillage de faisceaux lumineux d'un jeu de fibres d'entrée vers un jeu de fibres de sortie, sans nécessiter de conversions O/E et E/O. Le lien établi entre les équipements d'extrémité est donc transparent. Si cette approche reste point à point, la continuité optique est assurée entre les extrémités du réseau. Les brasseurs optiques existent en technologie multimode, cette configuration est donc déclinable en fibre multimode. La spécialisation des ports n'est pas nécessaire, et il n'y a aucun traitement électrique dans le nœud central. La commutation point à point est maîtrisée. Par contre la possibilité d'une réplique des ports dans le cadre d'une commutation $1 \times N$ reste à vérifier. En termes de bilan de liaison, cette approche reste, a priori, proche du bilan d'un système point à point. La complexité de ce brasseur reste néanmoins élevée, avec des perspectives d'intégration limitées, ce qui en fait une technologie restant d'un coût élevé à terme.

La recherche d'une plus grande souplesse, notamment au niveau des topologies des services mis en œuvre et de la reconfigurabilité du réseau amène naturellement à une solution plus performante, basée sur un coupleur optique $N \times N$. Cette architecture, particulièrement importante pour la suite de cette thèse, est décrite dans les sections suivantes.

IV.C. L'étoile passive multiformat : architecture cible « *Broadcast & Select CWDM* »

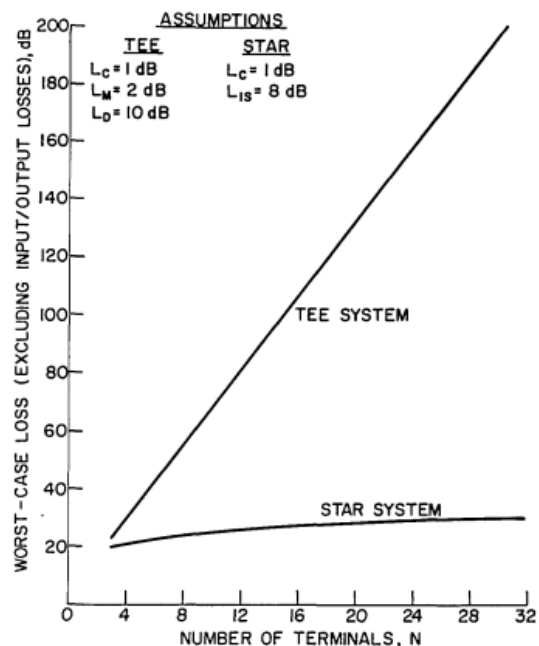
IV.C.1. La description de l'architecture

Historiquement, pour construire un réseau pleinement connecté, c'est-à-dire où tous les équipements peuvent communiquer entre eux, le bus linéaire était fréquemment utilisé, notamment dans le domaine électrique. Cette architecture, dans le domaine optique fait appel à de nombreux coupleurs 1×2 pour construire un couplage en T, introduisant alors de nombreuses pertes dans le budget de la liaison. On peut montrer (figure 15) que la solution la plus efficace pour réaliser un bus optique est d'utiliser une étoile passive plutôt qu'une structure de coupleur en T [15].

Le coupleur optique $N \times N$ réalise une fonction identique à la mise en cascade d'un coupleur $N \times 1$ et d'un coupleur $1 \times N$: il effectue une sommation des signaux optiques arrivant sur les ports d'entrée, et diffuse ce signal « somme » sur les différents ports de sortie, le plus uniformément possible. Le coupleur étant passif, il y a en fait répartition de l'énergie vers les différents ports de sortie. Les pertes par atténuation de ce composant, fonction du nombre N de ports, peuvent alors être importantes.

Des tronçons de câbles bi-fibres sont nécessairement utilisés pour relier le coupleur à des prises optiques installées en différents endroits de la maison, correspondant aux points d'accès du RLD optique (figure 16). La fibre associée à l'émetteur de l'équipement (point Tx de la prise) est connectée à un des ports d'entrée du coupleur, la fibre associée au récepteur de l'équipement (point Rx de la prise) est connectée à un des ports de sortie du coupleur.

L'insertion aux points d'accès du RLD de modules CWDM (figure 17), pouvant émettre et sélectionner en réception une longueur d'onde spécifique, permet de réaliser les architectures ou les topologies désirées à superposer dans le réseau, et qui seront détaillées dans la section



3. A plot of worst-case loss as a function of the number of terminals in a Tee system and in a Star system.

Figure 15 : Comparaison des pertes de systèmes en T et en étoile [15]

suivante. Ce type de filtre offre la possibilité de cascader des équipements sur la même prise optique domestique. La mise en œuvre de cette architecture fait appel à des technologies optiques plus complexes.

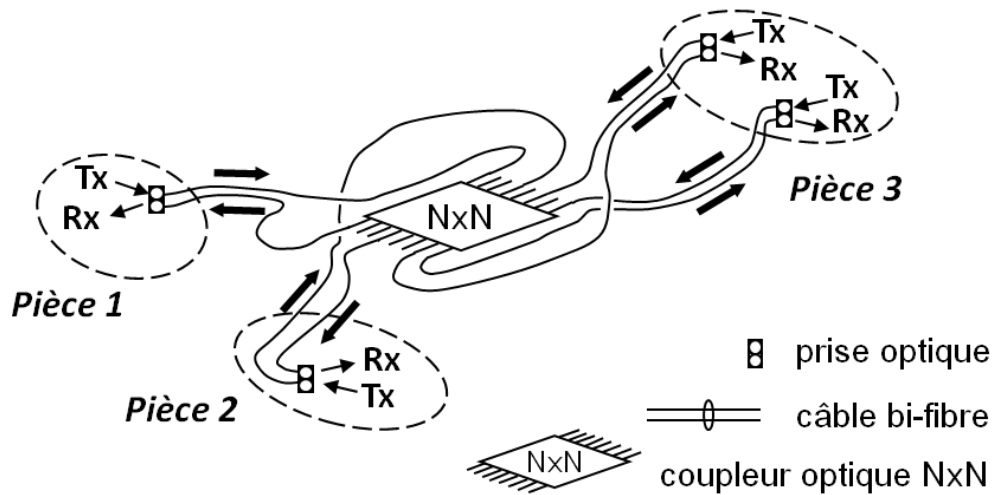


Figure 16 : Infrastructure optique en étoile passive

L'introduction des technologies WDM, ou plutôt CWDM, pour une approche plus bas coût, se traduit, d'une part, par des contraintes plus fortes au niveau du spectre d'émission des sources, et implique, d'autre part, l'insertion de filtres optiques en réception. Ces fonctions additionnelles entraînent des pertes supplémentaires dans la liaison. En échange de cette complexité accrue de l'optique, le gain en performances de cette architecture par rapport aux solutions précédemment citées est significatif. Le débit total que peut véhiculer un tel réseau est énorme : plusieurs Gbit/s par longueur d'onde, et s'ajoutent à cela l'aspect multiformat, la possible séparation des services et une grande souplesse de reconfigurabilité.

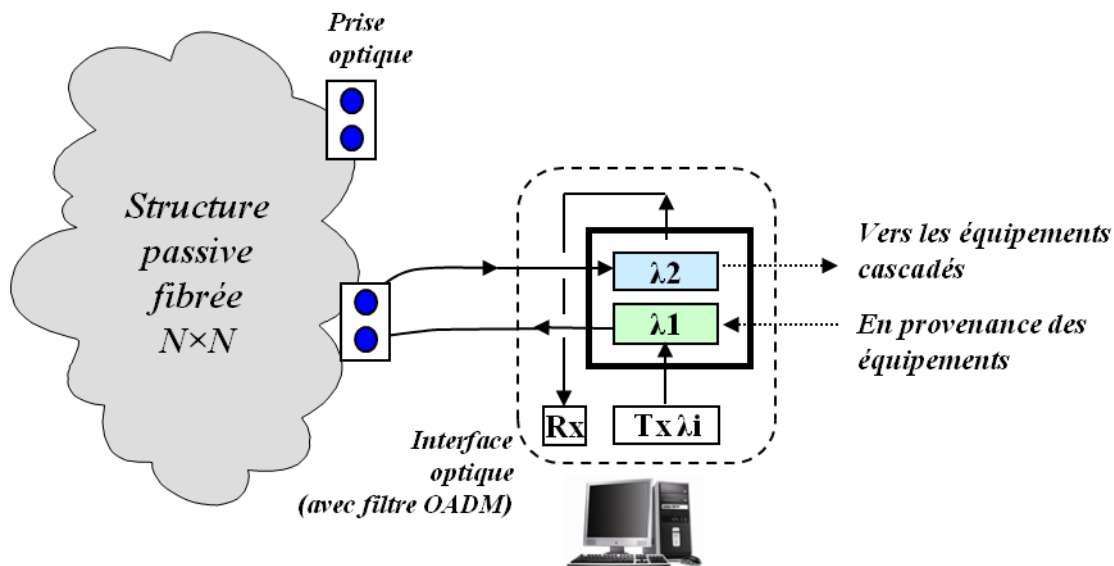


Figure 17 : Module CWDM placé près de la prise optique

IV.C.2. Les différentes topologies

Les communications entre équipements font appel à différents mécanismes. Ceux-ci sont choisis en fonction de la complexité de la communication et sont employés à différents niveaux (ou couches) du réseau. Dans cette partie, nous ne traitons que des communications au niveau de la couche physique (PHY). Cependant, il faut noter que des mécanismes additionnels peuvent être requis à d'autres niveaux, comme c'est le cas des communications sur des architectures de type PON (*Passive Optical Network*) ou LAN (*Local Access Network*) : un mécanisme d'adressage, au deuxième niveau du réseau (couche MAC, *Medium Access Control*), est utilisé en complément de la distribution de l'information sur la topologie émulée.

IV.C.2.a. Le lien point à point

La liaison point à point peut être simplement unidirectionnelle (figure 18) : l'émetteur d'un équipement transmet des informations au récepteur de l'autre périphérique. C'est le cas par exemple d'une liaison entre une antenne de toit et une télévision. Le signal analogique radiofréquence TV se propage dans une seule direction sur la liaison.

L'émetteur optique est alors connecté à une entrée du coupleur étoile passive de l'infrastructure proposée. Le récepteur optique est connecté à une sortie du coupleur via un filtre sélectionnant l'unique longueur d'onde requise. On rappelle que toutes les topologies peuvent être implémentées simultanément sur l'architecture. L'emploi de filtres est alors nécessaire pour que la liaison considérée ne soit pas perturbée par les signaux des autres topologies.

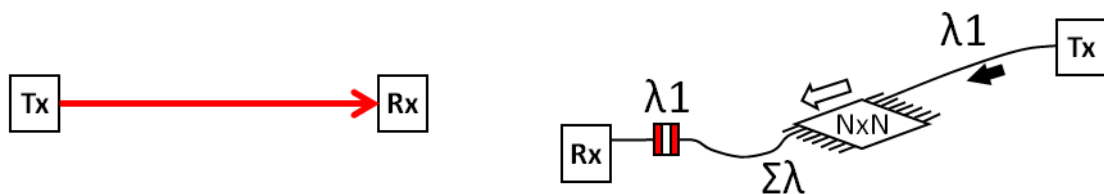


Figure 18 : Structure et implémentation de la liaison point à point unidirectionnelle

Deux équipements reliés entre eux peuvent nécessiter un échange d'informations. La liaison est alors bidirectionnelle (figure 19). Chaque équipement est équipé d'un émetteur et d'un récepteur. L'émetteur de l'un transmet un signal au récepteur de l'autre. C'est le cas par exemple d'une liaison Ethernet entre un ordinateur et un périphérique de stockage ou encore entre une télévision et un lecteur multimédia.

Deux longueurs d'onde sont nécessaires sur un médium partagé. L'implémentation sur l'infrastructure étoile passive est réalisée par deux liaisons unidirectionnelles, possédant chacune un filtre de longueur d'onde différente.

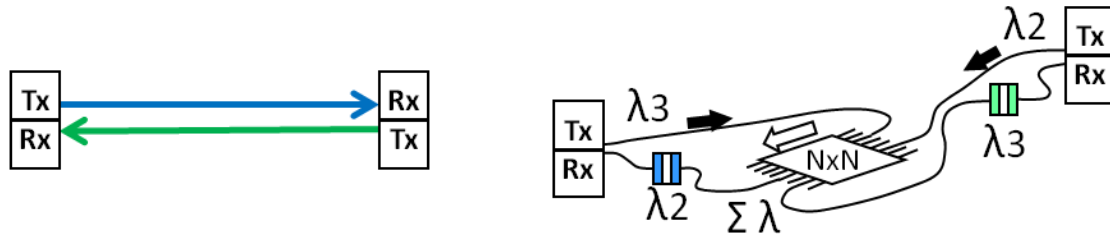


Figure 19 : Structure et implémentation de la liaison point à point bidirectionnelle

IV.C.2.b. La topologie en anneau

La topologie en anneau peut être considérée comme une extension de la topologie point à point : bien qu'elle permette de relier plusieurs équipements entre eux, elle est constituée de liaisons unidirectionnelles (figure 20). L'émetteur d'un premier équipement transmet un signal au récepteur d'un deuxième ; l'émetteur du deuxième transmet un signal au récepteur d'un troisième ; ... La communication entre deux périphériques nécessite un transit d'informations via les autres équipements. Cette topologie a été largement employée dans les réseaux locaux d'entreprise (LAN).

Mise en œuvre sur une étoile passive, cette topologie requiert autant de longueurs d'onde, donc autant de liaisons unidirectionnelles, qu'il y a de périphériques à connecter sur le support partagé.

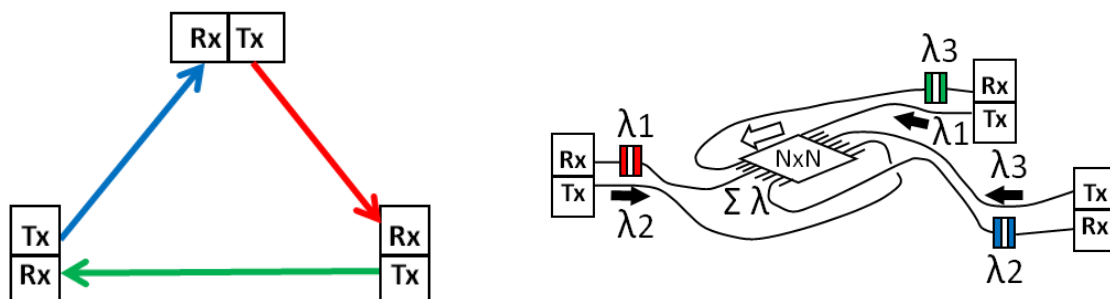


Figure 20 : Structure et implémentation de la liaison en anneau

IV.C.2.c. Le lien point à multipoint

Plusieurs équipements peuvent être reliés entre eux par une liaison point à multipoint. Un équipement centralise l'information. Cette topologie hiérarchise les équipements. La liaison peut être unidirectionnelle (figure 21) : l'équipement central émet des informations vers les

périphériques, il ne requiert pas de réponse. C'est le cas par exemple de la diffusion de signaux télévisés entre une antenne de toit et plusieurs postes de télévision.

Cette topologie nécessite une seule longueur d'onde. L'émetteur optique de l'équipement central est relié au coupleur. Le récepteur de chaque périphérique est connecté à une sortie du coupleur N×N via un filtre de même longueur d'onde pour tous les périphériques.

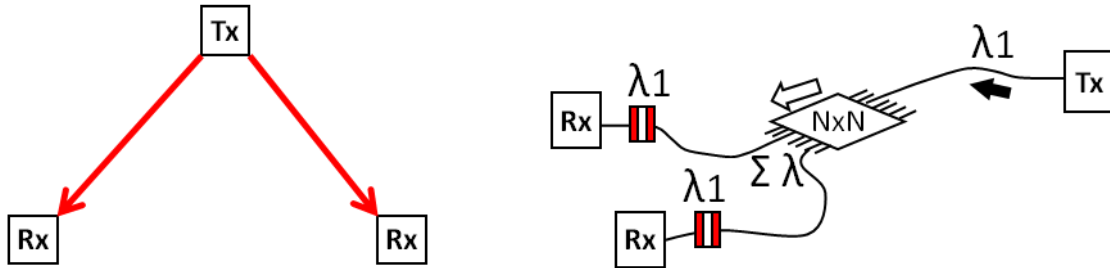


Figure 21 : Structure et implémentation de la liaison point à multipoint unidirectionnelle

Dans certains cas, les périphériques doivent également communiquer avec l'équipement central. Cette topologie aura alors recours à des liaisons bidirectionnelles (figure 22). Cette topologie est utilisée par exemple dans les PON du réseau d'accès de l'opérateur : l'équipement central de l'opérateur est relié à la passerelle domestique de plusieurs clients.

Deux longueurs d'onde sont nécessaires, une par sens de transmission. Tous les périphériques disposent d'un filtre à la même longueur d'onde. Seul l'équipement central reçoit une longueur d'onde différente.

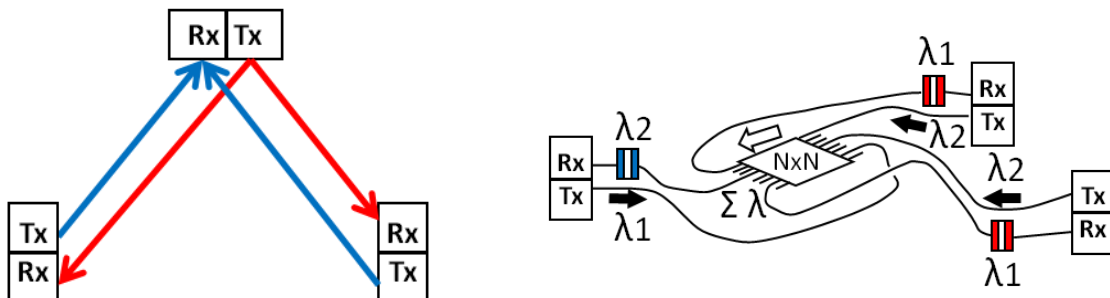


Figure 22 : Structure et implémentation de la liaison point à multipoint bidirectionnelle

Une déclinaison du réseau PON de l'opérateur, la topologie nommée « *PON – like* » sera proposée, à la section 0, pour un échange de données dans la maison. Cette fois-ci, la passerelle devient l'équipement central du réseau domestique. Le protocole utilisé impose à un équipement central de gérer les communications entre les périphériques qui y sont connectés. Considérant uniquement la topologie ou l'organisation de la couche physique représentée par les schémas de la figure 22, aucun lien ne permet la communication entre périphériques. C'est un protocole, gérant l'accès au média et appartenant à la couche réseau

MAC, qui rend possible cette communication grâce à une gestion de l'adressage via l'équipement central.

IV.C.2.d. Le lien multipoint à multipoint

Cette dernière topologie permet de relier plusieurs équipements grâce à une liaison multipoint à multipoint (figure 23). Tous les équipements sont en visibilité les uns des autres et peuvent communiquer entre eux directement. Contrairement à la topologie point à multipoint présentée précédemment, celle-ci ne dispose pas d'équipement central. Ils se situent au même niveau hiérarchique. Cette topologie en bus a été également très utilisée dans l'univers Ethernet, dans les réseaux locaux d'entreprise (LAN), avant que les exigences de montée en débit ne fassent évoluer vers l'Ethernet commuté pour éviter les collisions inhérentes au protocole utilisé. L'émetteur d'un équipement est relié au récepteur de tous les autres via le coupleur $N \times N$. Cette topologie ne nécessite qu'une seule longueur d'onde.

Associée simultanément à d'autres topologies, l'implémentation requiert un filtre, de même longueur d'onde, situé en amont des récepteurs de tous les périphériques. C'est le protocole d'accès au média utilisé avec cette topologie qui gère l'adressage des communications au niveau de la couche MAC.

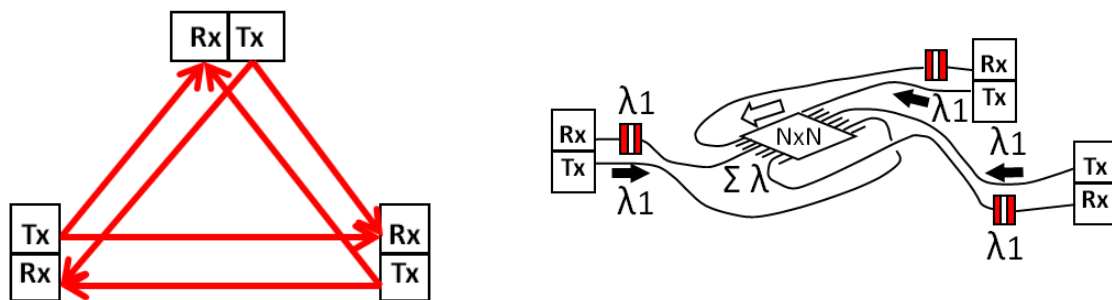


Figure 23 : Structure et implémentation de la liaison multipoint à multipoint

Une déclinaison de ce réseau de type LAN, la topologie nommée « *LAN – like* », sera également proposée, à la section IV.C.3.b, pour l'échange de données des services domestiques basiques. Dans ce cas, la passerelle domestique sera au même niveau hiérarchique que tous les autres périphériques de la maison.

Grâce à ces deux dernières topologies, une infrastructure pleinement connectée peut être réalisée : tous les équipements peuvent communiquer entre eux.

IV.C.3. La topologie pour la distribution des services de base

Différentes topologies permettent de connecter plusieurs équipements entre eux. Nous en avons présenté les principales dans la section précédente. Le principal inconvénient de la topologie en anneau est qu'elle requiert autant de longueurs d'onde qu'il y a d'équipements à connecter. Cela nécessite notamment des filtres à de nombreuses longueurs d'onde, augmentant ainsi le coût et la complexité du système. Les topologies en arbre n'ont pas été présentées. Elles imposent plusieurs niveaux hiérarchiques qui n'ont pas lieu d'être dans un réseau domestique et qui complexifie sa structure. En effet l'intérêt premier du RLD est la mutualisation des connexions des équipements. Une imprimante devra être « vue » par tous les ordinateurs de la maison et non seulement par celui auquel elle est connectée et qui devient ainsi un point de passage de la communication entre l'imprimante et les autres ordinateurs du réseau. Ce dernier devrait alors être toujours en fonctionnement, ce qui crée un sous-réseau et nous ramène à la situation actuelle avec de multiples réseaux dans la maison. D'autres topologies existent encore et sont pour la plupart des combinaisons de plusieurs liaisons point à point, tel que le réseau maillé par exemple. Tout comme les réseaux en anneau, elles requièrent de nombreuses longueurs d'onde et ne sont guère adaptées pour une implémentation sur une infrastructure basée sur le coupleur $N \times N$.

L'implémentation d'une couche IP dans un réseau domestique requiert une topologie simple permettant de connecter le plus grand nombre d'équipements à l'aide d'une configuration simple et nécessitant peu de longueurs d'onde pour disposer des coûts de système les plus bas.

Les topologies point à multipoint et multipoint à multipoint sont retenues pour l'étude. Celles-ci sont déjà employées dans les réseaux d'accès de type PON, des opérateurs de télécommunications, et dans les réseaux locaux d'entreprise de type LAN. Ces deux solutions sont dérivées pour le RLD sous les formes nommées « *PON – like* » et « *LAN – like* ».

IV.C.3.a. L'architecture « *PON – like* »

Les PON (*Passive Optical Network*) sont standardisés par la série G.984.n des normes ITU-T. Ces normes définissent en particulier le GPON (*Giga PON*) qui utilise un multiplexage temporel (TDM, *Time Division Multiplexing*) pour 32, 64 ou 128 utilisateurs qui se partagent un débit de 2,5 Gbit/s avec un flux de données continu pour le sens descendant, OLT (*Optical Link Terminal*) vers ONT (*Optical Network Termination*), et 1,25 Gbit/s avec un flux de données de type rafale ou *burst* pour le sens montant, ONT vers OLT. Le multiplexage temporel alloue des périodes, dans une trame, pour chaque client. Ce dernier reçoit toutes les informations mais n'est autorisé à lire que celles qui lui sont destinées. Dans le sens montant, chaque client a un intervalle de temps d'émission bien précis, régi par l'OLT, afin de ne pas interférer avec un autre client. Une composante WDM est déjà présente dans les PON TDM de la norme G.984.2 puisque le signal descendant est à la longueur d'onde 1,49 μm et le signal montant à 1,31 μm . La topologie utilisée est de type 1×N.

A un facteur d'échelle près en ce qui concerne les distances, il existe une similitude entre la problématique de l'accès, consistant à desservir des clients à partir d'un central, et celle du RLD, pour lequel la fonction fondamentale est de desservir des terminaux à partir de la passerelle domestique, interface avec le réseau d'accès. L'idée est alors naturelle de mettre en œuvre les mêmes mécanismes que ceux utilisés dans les PON d'accès, en les déclinant à l'échelle résidentielle. Cette architecture est appelée « *PON – like* ». Une telle configuration, appliquée au RLD, est représentée par la figure 24. La passerelle domestique joue le rôle d'OLT résidentiel (R – OLT). Des équipements situés près des terminaux, ou intégrés à ces terminaux, jouent le rôle d'ONT résidentiels (R – ONT). A l'instar d'un PON d'accès, l'OLT résidentiel est connecté aux ONT résidentiels au travers d'un RLD optique passif organisé autour d'un coupleur 1×N, ou N×N utilisé en topologie 1×N. La distribution des données vers les terminaux se fait en diffusion à partir de la R – OLT, tandis que pour le sens remontant, les R – ONT se partagent la ressource, sous le contrôle de la R – OLT. Un avantage de cette solution est la simplicité pour l'augmentation du nombre d'équipements, sachant que les mécanismes développés pour les PON d'accès autorisent un nombre d'ONT de l'ordre de 128 (norme ITU-T G984.2).

L'utilisation d'un tel système de distribution implique que les services qui y sont véhiculés soient tous sous forme numérique et compatibles avec le format utilisé. Mais il est possible d'implémenter une ou plusieurs longueurs d'onde en *overlay*, non visibles par les équipements

dédiés au service PON, pour transmettre sur la même infrastructure des signaux de natures différentes.

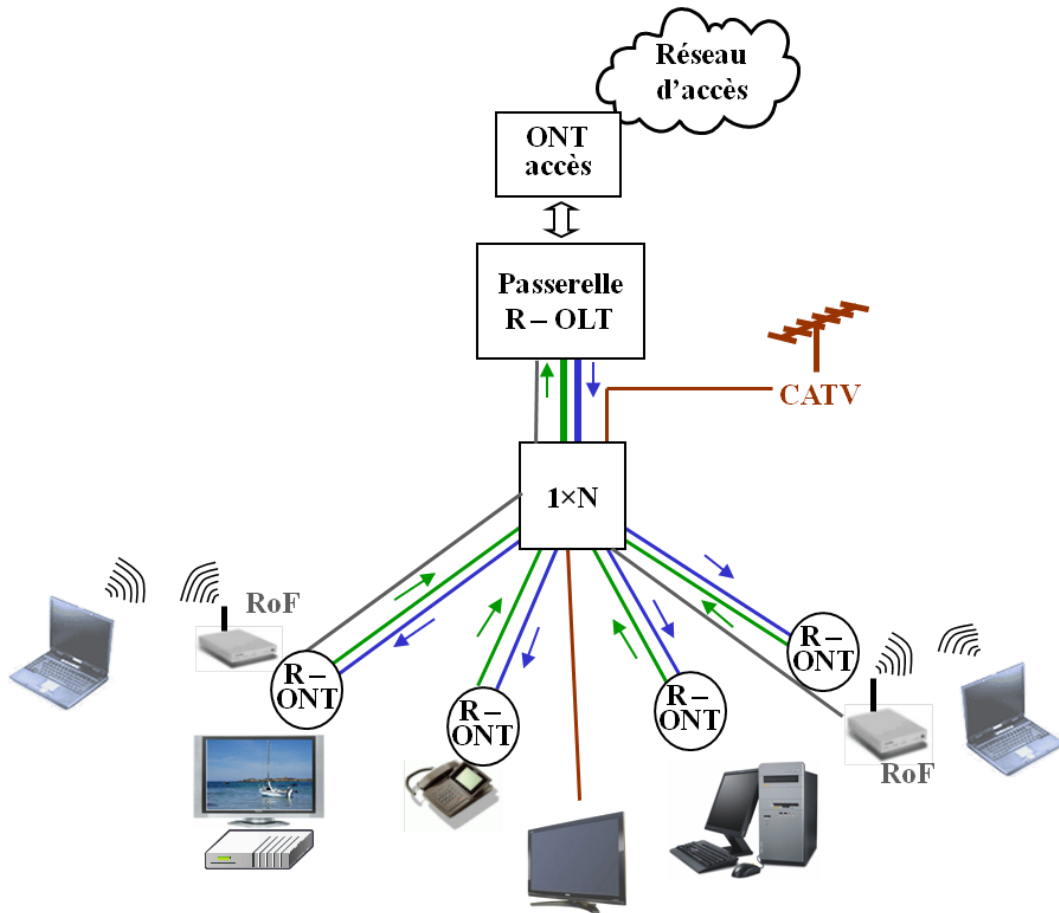


Figure 24 : Architecture « PON – like »

Il est important de comprendre ce que pourrait être le coût cible d'un tel système PON résidentiel : par rapport à son modèle d'origine, le PON d'accès, les contraintes peuvent être relâchées en ce qui concerne le taux de partage (128 semble excessif dans le présent contexte), la portée (de l'ordre d'une centaine de mètres et non 20 kilomètres comme pour le PON standard), les contraintes d'exploitation.

Le degré de fiabilité et de sécurisation attendu n'est vraisemblablement pas le même pour une application résidentielle que pour un opérateur qui dessert une plaque de clients. Par rapport à une approche point à point, le nœud central disparaît, remplacé par l'ensemble R-OLT + R-ONT, et la contrainte est plus forte sur les fonctions optiques, le bilan de transmission étant largement moins favorable de par l'insertion d'un coupleur 1xN. Pour ce service de PON résidentiel, sans prendre en compte les éventuels services en *overlay*, les deux sens de transmission (sens descendant R-OLT vers R-ONT, et sens montant R-ONT vers R-OLT) empruntent soit deux fibres séparées, soit deux longueurs d'onde dans la même fibre. Le câblage bi-fibre reste nécessaire avec l'utilisation d'un coupleur NxN.

IV.C.3.b. L'architecture « LAN – like »

Cette autre approche, nommée « LAN – like » est issue du contexte des LAN. Il s'agit de l'application de la notion de bus utilisée en informatique. Le bus est une architecture sur laquelle les terminaux se connectent « en dérivation ». La manière la plus simple et la plus efficace, au niveau du bilan de liaison, de réaliser un bus optique est d'interconnecter les équipements au travers d'un coupleur étoile passif $N \times N$, comme illustré par la figure 25. Sur le plan du câblage, tous ces terminaux occupent le même niveau hiérarchique, la passerelle résidentielle se situe donc au même niveau que les autres équipements résidentiels : elle se distingue des autres simplement par le fait qu'elle est le point de transit avec le monde extérieur.

Cette architecture, particulièrement simple à mettre en œuvre, est bien adaptée aux échanges entre terminaux situés au sein du RLD. Elle est basée sur le protocole CSMA/CD (*Carrier Sense Multiple Access / Collision Detection*) qui permet l'ordonnancement du trafic de façon aléatoire et équitable entre les différents nœuds du même réseau. Initialement conçu pour un trafic de type *Best Effort*, le protocole CSMA/CD ne garantit pas la qualité de service (QoS) pour des applications « temps réel ». L'architecture logique sur laquelle s'appuie ce protocole est une architecture de type bus. Elle présente l'avantage de fonctionner sur une seule longueur d'onde pour l'ensemble des échanges entre les nœuds du réseau. Ceci est à comparer avec les solutions de type PON (deux longueurs d'onde pour l'ensemble des nœuds) ou de type point à point (deux longueurs d'onde pour chaque lien point à point reliant deux nœuds du réseau). Cet accroissement du nombre de longueurs d'ondes nécessaires peut être un critère important en fonction de la technologie optique choisie pour réaliser le réseau. Si, avec la fibre monomode, le nombre de longueurs d'onde utilisable est important, cela est beaucoup moins vrai avec des technologies basées sur les fibres polymères.

Au niveau puissance, le bilan de liaison pour un tel réseau est analogue à celui du PON $1 \times N$, soit moins favorable que les liaisons point à point. Au niveau câblage, des différences existent entre les configurations $1 \times N$ et $N \times N$. L'organisation autour d'un coupleur $N \times N$ implique des liens bi-fibres entre le coupleur et les terminaux.

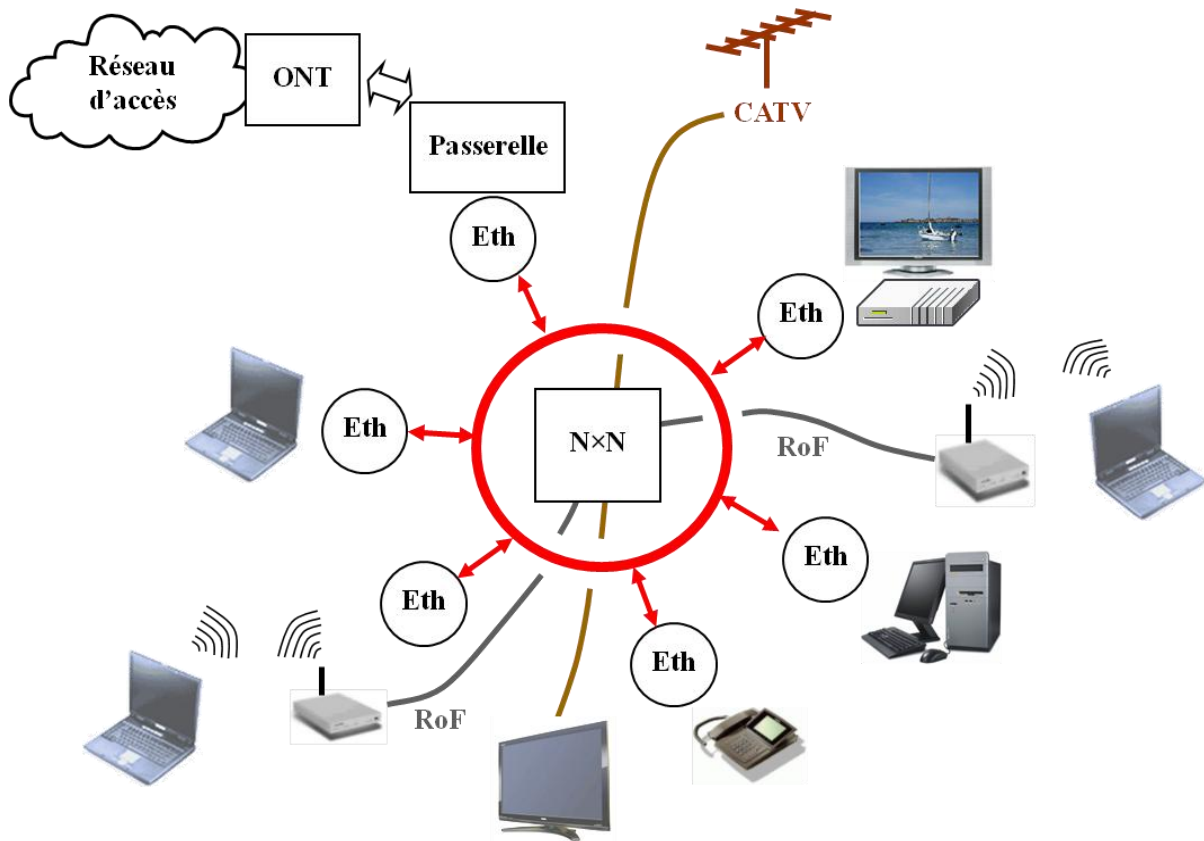


Figure 25 : Architecture « LAN – like »

Deux réserves sont à noter pour les deux dernières architectures proposées. Les pertes d'insertion des coupleurs commerciaux $1 \times N$ ou $N \times N$ multimodes sont supérieures à celles de leurs homologues monomodes. Ceci a un impact sur le bilan de liaison, et donc sur le nombre d'équipements connectables.

La bande passante limitée des fibres multimodes peut être un obstacle pour la réalisation de systèmes partagés, puisque le débit à véhiculer sur la fibre correspond à la somme des trafics simultanés entre tous les équipements actifs à un instant donné. Néanmoins, le nombre d'équipements sur un RLD est a priori limité, le trafic total peut donc rester compatible avec les performances de la MMF, sans cesse croissantes. Et, les distances mises en jeu sont courtes, ce qui est favorable pour la bande passante des liaisons.

La section suivante présente l'architecture en topologie multipoint à multipoint avec l'utilisation de la technologie de multiplexage en longueur d'onde. Les deux topologies présentées dans les deux précédentes sections sont des briques de base pour l'élaboration de cette architecture cible.

IV.C.4. L'architecture cible « *Broadcast & Select CWDM* »

Cette architecture cible se veut être multiservice, notamment au sens multiformat. Le réseau doit pouvoir véhiculer des signaux de natures différentes. L'aspect multiservice doit également se traduire par la possibilité d'implémenter différentes couches de réseaux sur la même infrastructure : un réseau – prolongation du réseau d'accès opérateur et réseau de type LAN par exemple. L'optique offre la possibilité de réaliser un tel réseau adoptant ici une architecture introduisant la notion de brassage réparti à la périphérie du réseau optique.

La figure 26 montre un exemple d'une telle architecture. Dans une première étape, on réalise un réseau optique transparent, au sens où il ne comporte aucune conversion O/E ou E/O intermédiaire, et tel qu'il a été présenté dans la section IV.C.1. Ce réseau assure une connectivité totale entre les équipements : il garantit que l'émetteur optique associé à tout équipement connecté est vu par l'ensemble des récepteurs associés à ces mêmes équipements. Dans une deuxième étape, la technologie CWDM est introduite pour fédérer cette architecture en différentes couches, associées aux différents services à véhiculer. Par exemple, si un équipement émet à la longueur d'onde λ_i , le signal généré est diffusé par le réseau en direction de tous les autres équipements connectés. Il en sera de même pour toutes les autres émissions aux longueurs d'onde $\lambda_j, \lambda_k, \lambda_l, \dots$ effectuées simultanément en d'autres points du réseau. Tout récepteur reçoit alors l'ensemble des longueurs d'ondes actives sur le réseau. Si un filtre optique passe-bande centré sur λ_i , est inséré juste en amont du récepteur d'un équipement, seuls les signaux correspondants seront reçus. Un lien sera donc établi entre les deux équipements, l'un émettant et l'autre recevant à la longueur d'onde λ_i . Il s'agit dans ce cas d'un lien point à point. Si plusieurs équipements disposent d'un filtre à la même longueur d'onde en réception, on réalise alors un lien point à multipoint tel que présenté à la section IV.C.2.c. En fait, la notion de réseau transparent associée à la technologie WDM permet de réaliser sur la même infrastructure toutes les architectures souhaitées : point à point uni- ou bidirectionnel, point à multipoint uni- ou bidirectionnel (de type PON, par exemple), ou multipoint à multipoint (de type LAN).

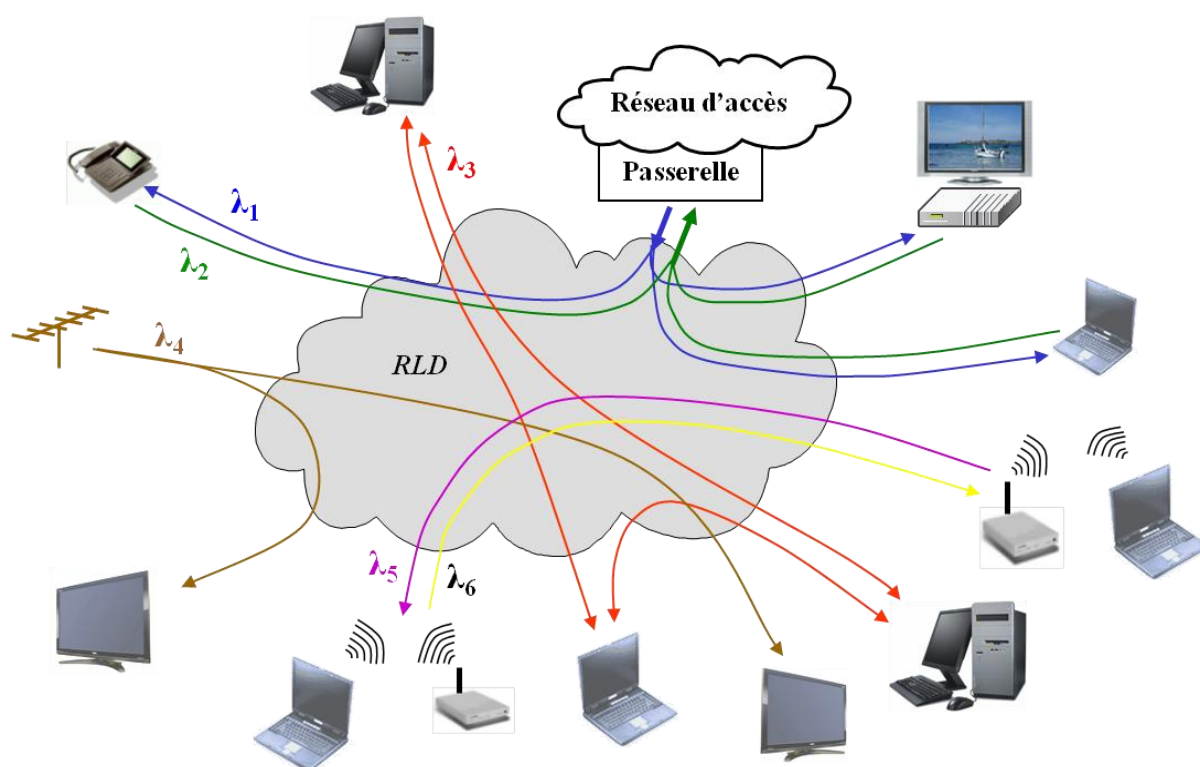


Figure 26 : Architecture en étoile passive multiformat « Broadcast & Select CWDM »

L'étanchéité entre les couches permet la coexistence de formats de transmission variés sans interférences entre les services de natures différentes. La figure 26 montre un exemple de réseau faisant coexister sur différentes longueurs d'onde des services IP pouvant intégrer image, voix et données, un service radio (avec utilisation de la technologie Radio sur Fibre), des services de transport d'antenne ou de prolongation de réseau câblé (analogique ou numérique porté par de l'analogique), et un service LAN entre PC.

V. Les combinaisons architecture – fibre

Ce chapitre a mis en évidence la diversité des architectures et des technologies éligibles pour le RLD optique. Elle a montré la possibilité de proposer des solutions graduelles entre la solution la plus court terme, une passerelle domestique reliée en point à point aux terminaux, et la solution cible avec introduction de la technologie CWDM. Chaque solution nécessite des investigations plus poussées et d'être associée à la technologie de fibre la plus pertinente.

La solution à court terme point à point devra profiter au maximum des avantages des supports tels que la fibre plastique à faible coût, facile à mettre en œuvre mais à performances limitées.

Les solutions intermédiaires : le coût de l'architecture « *PON – like* », dont les mécanismes sont connus, devra être évalué en simplifiant au maximum le système par rapport au contexte du réseau d'accès. Les limites de l'architecture « *LAN – like* », dans l'environnement particulier du RLD, devront être connues puisqu'elle requiert la facilité d'installation et le faible coût du système.

La solution cible devrait pouvoir répondre à toutes les exigences de connectivité. Le problème sera ici de contribuer ou d'accompagner le mûrissement des technologies en établissant les spécifications adéquates pour en diminuer le coût.

V.A. Une migration progressive entre les architectures

Les différentes architectures décrites dans les lignes précédentes (point à point autour d'un nœud actif, $1 \times N$ « *PON – like* », $N \times N$ « *LAN – like* » ou $N \times N$ avec CWDM) correspondent à des niveaux différents en termes de richesse dans l'offre de services, et également à des échelles de temps différentes en termes de maturité. Il est particulièrement important d'avoir la vision de ces différentes solutions, pour bâtir une offre qui puisse évoluer dans le temps, en fonction des besoins en services des clients. Pour les nouvelles constructions, un pré-câblage constitue sûrement la meilleure solution pour la base d'un RLD optique. Compte tenu de la durée de vie d'un bâtiment, il est fondamental de ne pas se tromper dans le choix du support de câblage (choix de la technologie de fibre) et dans la manière de réaliser le câblage (topologie, une ou deux fibres par prise ...). Dans l'accès, par exemple, le choix s'est porté sur des systèmes exploitant une longueur d'onde par sens de transmission au sein de la même fibre. Ceci se justifie par les distances rencontrées et l'économie de fibre qui en découle. Le

problème est très différent dans le contexte du RLD : le fait d'installer une seule ou deux fibres par prise a un impact négligeable sur le coût de fourniture de fibre. Les liens point à point ou la solution de type PON peuvent être mono-fibres, en associant une longueur d'onde par sens de transmission. Certains produits commerciaux sont apparus aux USA, organisés autour d'un nœud central actif, mettant en œuvre des liens mono-fibres avec deux longueurs d'onde. Ce choix empêche l'évolution vers une architecture $N \times N$. On note que si un câblage bi-fibre a été réalisé, entre les points de connexion répartis dans la résidence et un point situé quelque part dans l'habitation (garage, sous-sol ...), il est possible d'évoluer entre toutes les solutions précédemment présentées, à condition bien sûr que la technologie de fibre soit apte à répondre aux particularités de chaque solution. La migration à partir d'une solution point à point autour d'un nœud actif vers une solution $1 \times N$ ou $N \times N$, pour atteindre éventuellement l'architecture cible, se fait alors par simple remplacement des systèmes, sans impact sur le pré-câblage.

Un premier travail, antérieur à celui de cette thèse, a été de réaliser un démonstrateur de l'architecture cible basé sur la fibre monomode associée à l'emploi de la technologie CWDM. La question de la transposition de cette solution à la fibre multimode s'est alors posée tout naturellement. D'une part, les coupleurs $N \times N$ MMF nécessaires pour réaliser l'infrastructure de base existent. D'autre part, on se souviendra que les technologies WDM ont été développées pour les applications haut débit et longue distance sur fibre monomode, ceci plutôt dans la fenêtre à 1,5 μm où l'atténuation est la plus faible. La technologie CWDM, version « simplifiée » du WDM couvre les fenêtres 1,3 et 1,5 μm (de 1270 à 1610 nm). Même si la MMF est utilisée plutôt dans les fenêtres 0,8 et 1,3 μm , le matériau qui compose la SMF et la MMF est le même : la silice. On peut penser que les sources CWDM sont utilisables pour les deux types de fibre et réalisables notamment dans la fenêtre 0,8 μm . Des solutions point à point basées sur le CWDM ont d'ailleurs été proposées commercialement pour la fibre multimode : elles permettent notamment de contourner la limitation en termes de débit en éclatant par exemple un flux de 10 Gbit/s en quatre flux de 2,5 Gbit/s, les quatre flux étant transmis simultanément dans la même MMF sur des longueurs d'onde différentes.

La réalisation de l'architecture cible en MMF semble donc envisageable puisque cette fibre est déjà largement employée dans le domaine des LAN. Par rapport au premier démonstrateur

réalisé, avant la thèse, en technologie monomode, cette architecture devrait s'accompagner d'une diminution du coût du réseau, malgré un niveau de performances quelque peu inférieur.

Elle se situe entre la fibre monomode, dont les performances sont quasi-illimitées mais dont la mise en œuvre est complexe, et la fibre multimode en polymère, facile d'emploi mais avec une bande passante limitée.

Cette thèse se propose donc d'investiguer sur les architectures de RLD optique proposées précédemment, en se focalisant sur les fibres multimodes silice et polymère. Il est essentiel de comprendre le potentiel de chaque technologie en termes de performances et de compatibilité vis-à-vis des diverses architectures, en intégrant aussi les fonctions optiques passives et actives, afin de proposer les compromis performances-coûts les plus pertinents. D'une part, il faut tenir compte du volume important de fibre multimode silice déployée dans le câblage intra-bâtiment et dans les réseaux locaux d'entreprises. D'autre part, des simplifications en termes de connectique pourraient résulter de l'utilisation de la fibre multimode par rapport à celle de la fibre monomode. La question de la transposition de l'architecture cible identifiée de la technologie monomode à la technologie multimode se pose donc avec pertinence, et constitue le thème central de cette thèse.

Le croisement des architectures présentées et des technologies optiques étudiées peut se traduire par une matrice (tableau 5) présentant les différentes combinaisons possibles. Les informations données dans ce tableau ne sont qu'un cadre permettant d'évoquer ces combinaisons et de donner un premier commentaire sur leur pertinence, avec la vision du début de thèse, avant que l'étude ne soit réalisée.


Deux solutions extrêmes, opposées ressortent de cette matrice. La première, en bas à gauche du tableau 5, propose une architecture réalisable à court terme. L'installation et la maintenance aisées de la fibre plastique permettent en effet de réaliser une architecture simple, basée sur des liaisons point à point, bas coût, avec néanmoins des performances limitées. A l'opposé, en haut à droite, l'étoile passive multiformat à base de fibre monomode silice a déjà été démontrée dans le laboratoire d'Orange Labs. Elle offre des performances


quasi-illimitées pour la sphère domestique. Le coût des systèmes reste néanmoins aujourd'hui prohibitif pour le déploiement d'un tel réseau dans la maison.

La ou les solutions d'architecture retenues pour la maison devront faire apparaître le meilleur compromis performances – coût. Les solutions représentées par les cases vertes du tableau 5 ont déjà été démontrées au sein du laboratoire d'Orange Labs, l'étude n'est donc plus à mener sur ces solutions. Les solutions représentées par les cases rouges sont écartées de l'étude car elles ne sont pas pertinentes : la fibre polymère n'est pas adaptée à un système requérant l'utilisation massive du WDM, la fibre monomode silice apporte des coûts système trop importants aux solutions considérées. En revanche, l'étude reste à mener pour les solutions représentées par les cases jaunes.

Deux axes d'études pour la thèse se dessinent alors clairement : d'une part, augmenter les performances de la première solution et élaborer des architectures plus évoluées avec la fibre plastique à bas coût, avec son potentiel intrinsèque très limité de tirer profit de la technologie WDM, d'autre part, maintenir les performances de la deuxième solution tout en diminuant les coûts des systèmes par l'utilisation de fibres multimodes plus appropriées.

	Multimode		Monomode
	Polymère	Silice	Silice
Etoile passive multiformat	Atténuation et bande passante limitées. Fonctions inexistantes	Faisabilité ? Nombre de longueurs d'onde ?	Solution la plus riche et la plus performante
Etoile active multiformat	Atténuation ? Bande passante ? Nombre de longueurs d'onde ?	Quelques longueurs d'onde	Performances et pérennité de la fibre mais, Connectique complexe,
Etoile active monoformat	Système bas coût Connectique facile	Connectique facile Déployée pour LAN	Coûts des systèmes trop élevés

Performances 

 Bas coût

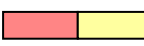
faible  forte
Pertinence de la solution

Tableau 5 : Combinaisons architectures – technologies de fibres

V.B. La fibre plastique pour une architecture simple

Le premier axe d'étude de cette thèse consiste donc à enrichir des solutions simples existantes. Cette approche de type *bottom – up* doit permettre de proposer des architectures plus évoluées que celle implémentée par des liaisons point à point, autour d'un élément central actif, basées sur la fibre plastique PMMA.

Utilisée dans le domaine automobile, cette fibre plastique est aujourd'hui introduite dans le contexte résidentiel, mais elle a de fortes limitations. Il est possible d'utiliser des modulations avancées, des types de fibres à profil d'indice particuliers, de techniques de multiplexage en longueur d'onde pour augmenter sa capacité, par exemple.

Le chapitre suivant sera donc consacré à l'étude de la fibre plastique. Nous étudierons l'apport de la technologie de multiplexage en longueur d'onde aux performances limitées des systèmes basés sur cette fibre, avec l'étude d'une structure choisie de WDM sur fibre plastique.

V.C. La fibre silice pour une architecture évoluée

Le second axe d'étude de cette thèse consiste à simplifier l'architecture cible « *Broadcast & Select CWDM* » déjà démontrée en fibre monomode silice, au laboratoire d'Orange Labs. Cette approche de type *top-down* doit permettre de diminuer le coût de l'architecture monomode tout en maintenant un niveau de performances élevé. L'utilisation de la fibre multimode silice devrait permettre de décliner la solution grâce à une technologie a priori moins coûteuse.

Les deux derniers chapitres de cette thèse seront donc consacrés à l'étude de la fibre multimode silice et aux composants dédiés à cette technologie de fibre. Nous verrons comment l'utilisation de la technologie de multiplexage en longueur d'onde sur fibre multimode silice permet de diminuer les coûts des systèmes tout en gardant un niveau de performances élevé. Le premier des deux chapitres étudiera, par expérimentations, tous les composants de la structure WDM sur MMF, avec notamment les types de sources optiques utilisées et le coupleur étoile passif $N \times N$ à base de fibre multimode, élément central de la structure. Ces expérimentations révéleront le comportement atypique du coupleur $N \times N$ multimode associé avec des sources spatialement monomodes. Le dernier chapitre sera alors focalisé sur le comportement du coupleur étoile, grâce à une large étude théorique et de simulation.

VI. Conclusion

Le contexte et l'analyse technique du RLD ont mis en évidence la nécessité d'étudier les technologies de fibre multimode à base de polymère et de silice, dans le cadre de cette thèse. Ces fibres, ainsi que les briques de base nécessaires à la constitution de liaison de communication fibrée, ont été présentées. Elles ont ensuite permis d'établir les architectures adaptées aux exigences du RLD requérant l'utilisation de la technique de multiplexage en longueur d'onde (WDM).

Les choix technologiques exposés ont permis de définir les deux axes d'études de ce travail de thèse en fonction des combinaisons architecture – fibre a priori les plus pertinentes. Le plan de ce mémoire de thèse est alors construit sur ces deux axes :

- Le prochain chapitre est dédié à l'étude de la liaison à base de fibre plastique dans le but d'améliorer ses performances limitées à l'aide de la technique WDM. L'architecture étudiée, la plus simple, est basée sur la topologie point à point. Dans cette partie, l'objectif est d'accroître les performances du système tout en maintenant son coût au plus bas.
- Les deux derniers chapitres sont consacrés à l'étude d'architectures basées sur la fibre multimode silice. L'une des architectures, présentée dans ce chapitre introductif, est retenue comme architecture cible. Celle-ci avait été conçue, avant cette thèse, en technologie monomode. L'objet de cette thèse est alors de la décliner en technologie multimode et est alors l'objet d'expérimentations préliminaires. Le premier des deux chapitres expose ces expérimentations révélant les performances dégradées du coupleur étoile à base de fibre multimode utilisé dans des conditions non-appropriées. L'objet du dernier chapitre est alors de comprendre les phénomènes physiques observés lors des expérimentations. Le coupleur sera modélisé afin d'étudier ensuite son comportement obtenu par simulations et calculs théoriques.

L'objet principal de ce travail de thèse, pour les deux axes d'étude retenus, est de montrer l'apport de la technique de multiplexage en longueur d'onde pour, d'une part, améliorer les performances d'un système qui doit rester bas coût et, d'autre part, baisser les coûts d'un système tout en maintenant des performances élevées et en adéquation avec les exigences du système.

Chapitre 2 :

Architectures basées sur la fibre multimode plastique : expérimentations

I. Introduction

Les travaux présentés dans ce chapitre visent à déterminer la potentialité d'amélioration des performances des systèmes à base de fibre multimode en polymère, avec l'aide de la technique de multiplexage en longueur d'onde, soit en augmentant la capacité en répartissant le débit sur les différentes longueurs d'onde, soit en utilisant celles-ci pour véhiculer des signaux de natures différentes. En raison de la forte atténuation linéique de la fibre, le multiplexage en longueur d'onde (WDM) ne sera étudié que sur une liaison simple point à point, dans une optique de configuration en étoile active.

Les propriétés de la fibre optique plastique (FOP) et son état de l'art sont tout d'abord présentés. Quelques études sur le WDM sur FOP ont déjà été menées en particulier dans le domaine automobile et sont rapportées dans cette étude. Elles nous permettront de concevoir la structure d'un système adapté au RLD. Celle-ci est basée sur les composants coupleurs et filtres. Chaque élément de la liaison est caractérisé dans notre laboratoire. Ceci permettra finalement d'établir le bilan de la liaison et de vérifier la faisabilité du système. Enfin d'autres types de structures seront également proposés.

II. La fibre plastique

Avant de concevoir un système WDM sur fibre plastique, intéressons-nous tout d'abord aux caractéristiques de cette fibre, ayant fait l'objet à diverses époques de nombreuses publications scientifiques [1][17][18], et à son développement. Les caractéristiques opto-géométriques des fibres étudiées dans le cadre de cette thèse sont tout d'abord exposées : le matériau qui les constitue et leur géométrie sont présentés, puis les performances, en termes d'atténuation, seront mesurées pour trois types particuliers de fibre plastique. Ces mesures sont essentielles, dans la suite de l'étude, pour établir le bilan de liaison du système. Enfin, dans l'état de l'art de la fibre plastique, nous insisterons sur son insertion sur le marché et sur les performances atteintes dans le cadre d'études menées par différents laboratoires.

II.A. Le matériau PMMA

Le matériau qui constitue le cœur des fibres plastiques étudiées est en Poly-MéthylMetAcrylate (PMMA). D'autres polymères existent tels que les polystyrènes ou les polycarbonates mais ceux-ci présentent une atténuation trop élevée, de l'ordre de 1000 dB/km contre environ 150 dB/km pour le PMMA [19]. Les propriétés mécaniques de ce polymère très bon marché en font un matériau facile à manipuler. Un simple cutter suffit pour le couper, alors qu'un outil de clivage est nécessaire pour la silice. La gaine optique de la fibre est en PMMA fluorée. La gaine protectrice du câble optique peut être en polyvinylchloride [20].

II.B. Les profils d'indice et la géométrie de la fibre

Les dimensions transversales de cette fibre sont très supérieures à celles des autres fibres multimodes habituellement utilisées dans les systèmes de télécommunications. L'épaisseur de sa gaine optique, égale à 10 μm , est très fine par rapport au diamètre de son cœur (980 μm). Son grand diamètre ($\sim 1\text{ mm}$) permet de relâcher grandement les contraintes sur les éléments de connexion.

Le cœur des fibres PMMA peut être fabriqué avec différents profils d'indice (tableau 6). On retrouve typiquement les profils en saut ou multi-saut et en gradient d'indice. L'augmentation de la bande passante est obtenue au prix d'une complexité croissante du profil d'indice. Les fibres PMMA peuvent également être constituées de plusieurs cœurs. Les performances en

termes de perte de ces dernières sont moins influencées par des contraintes extérieures telles que les courbures. Cette propriété est particulièrement intéressante pour un réseau, basé sur cette fibre, destiné à être installé dans la sphère résidentielle.

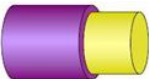
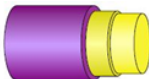
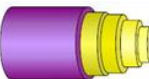



SI	DSI	MSI	GI	MC	DSI-MC
Saut	Double saut	Multi-saut	Gradient	Multi-cœur	Multi-cœur à double saut
					

Tableau 6 : Profils d'indice de fibres en PMMA [21]

II.C. L'atténuation des fibres plastiques

Les caractéristiques des fibres plastiques PMMA, à simple cœur et à saut d'indice, sont définies par le standard IEC (*International Electrotechnical Commission*) CEI 60793-2-40 : 2009. Ces fibres appartiennent aux catégories de fibre A4a à A4d. Les principaux paramètres sont répertoriés dans le tableau 7.

Catégorie			A4a	A4b	A4c	A4d
Diamètre	cœur	μm	980	735	490	980
	gaine optique		1000	750	500	1000
	gaine protectrice		2200	2200	1500	2200
Atténuation @ 650 nm		dB/km	≤ 400	≤ 400	≤ 400	≤ 400
Pertes par courbure		dB/10 tours	$\leq 0,5$	$\leq 0,5$	$\leq 0,5$	$\leq 0,5$
Bande Passante @ 650 nm		MHz.100m	≥ 10	≥ 10	≥ 10	≥ 10
Ouverture numérique			0,5	0,5	0,5	0,3

Tableau 7 : Standard IEC : caractéristiques de la fibre PMMA à saut d'indice

La fibre PMMA à saut d'indice est la plus courante sur le marché. Celle-ci est au cœur du premier axe d'étude de cette thèse. Nous disposons, dans notre laboratoire, de la fibre A4a. Les deux sections suivantes sont focalisées sur la mesure de ses performances en termes d'atténuation. Nous nous intéresserons également aux fibres polymères à gradient d'indice et multi-cœur à saut d'indice, pour lesquelles nous disposons également d'échantillons.

II.C.1. La procédure de mesure de l'atténuation

La mesure de l'atténuation des fibres est réalisée à l'aide d'une source blanche, ou à spectre très large, et d'un analyseur de spectre optique. Notre laboratoire est équipé de la source blanche AQ-4303B, et de l'analyseur de spectre AQ-6315A, tous les deux de marque Ando.

Cet analyseur présente l'avantage d'être dépourvu du tronçon de fibre optique reliant généralement le port d'entrée optique au monochromateur. La propagation lumineuse, entre ces deux éléments, s'effectue en espace libre. La mesure n'est alors pas affectée par les caractéristiques propres de ce tronçon de fibre qui peut être de nature différente de la fibre soumise à la mesure.

Le diamètre du cœur de la fibre étudiée étant très large, le concepteur de l'analyseur recommande de paramétrer l'appareil avec la résolution la plus faible disponible, soit avec l'intervalle spectral de mesure le plus grand (10 nm). Les mesures avec des fibres ayant un diamètre de cœur plus étroit (50 μm par exemple) sont généralement effectuées avec une résolution plus élevée, meilleure que 1 nm.

Une première mesure, dite « de référence », est effectuée selon le schéma de la figure 27, avec seulement un mètre de fibre plastique. Des connecteurs de type F-ST, qui seront présentés à la section IV.A.3.d.ii, sont fixés à chaque extrémité de la fibre pour permettre sa connexion aux deux équipements. Cette mesure fournit le spectre de la source.

Ensuite, une seconde mesure est effectuée pour une longueur L de fibre à caractériser, insérée entre les deux appareils à la place du premier tronçon de fibre.

La différence entre les résultats des réponses spectrales des deux mesures successives fournit alors les pertes par atténuation du tronçon de fibre de longueur $(L - 1)$. La longueur L doit être suffisamment grande afin de minimiser l'erreur induite par la différence de configuration qui peut survenir entre les deux mesures. En effet, cette erreur peut ensuite être démultipliée lors du calcul de l'atténuation rapportée à un kilomètre de fibre.



Figure 27 : Configuration expérimentale de référence pour les mesures de perte

II.C.2. La fibre PMMA à saut d'indice

Les systèmes à base de fibre plastique PMMA fonctionnent aux longueurs d'onde du spectre visible (environ 400 à 700 nm). Cette plage de longueurs d'onde est retenue pour toutes les mesures d'atténuation de ce chapitre.

Un tronçon de 50 mètres de fibre est soumis à la mesure d'atténuation, telle qu'elle a été décrite dans la section précédente. La courbe d'atténuation de la fibre PMMA à saut d'indice, notée SI-PMMA, est visible sur le graphique de la figure 28. Quelques valeurs ont été extraites pour des longueurs d'onde remarquables et inscrites dans le tableau 8.

L'observation du graphique révèle quatre minima d'atténuation aux longueurs d'onde bleue, verte, jaune et rouge, pour lesquelles il existe des sources optiques sur le marché. Comparée à celle de la fibre multimode silice par exemple, l'atténuation de cette fibre plastique est élevée à ces longueurs d'onde : 100 à 150 dB/km. La portée d'un réseau domestique câblé étant de l'ordre de 50 mètres, la perte par atténuation de la fibre sera de 5 à 7,5 dB.

II.C.3. La fibre PMMA à gradient d'indice

Les fibres en PMMA à gradient d'indice, bien qu'existantes, sont en réalité très peu disponibles sur le marché. Les fibres approvisionnées au cours de la thèse sont des fibres OM-Giga commercialisées par Optimedia. Nous disposons de tronçons de longueur 10, 20 et 50 m.

L'atténuation de la fibre (> 14 dB pour 50 mètres de fibre), notée GI-PMMA sur le graphique de la figure 28, est très nettement supérieure à celle de la fibre PMMA à saut d'indice. L'allure des courbes d'atténuation diffère également, de par les propriétés des matériaux qui les constituent : la fibre à gradient d'indice utilise un polymère PMMA perdeutééré (PMMA-d8) [22][23]. En contrepartie, cette fibre présente une bande passante de l'ordre du GHz pour 100 mètres contre quelques dizaines de MHz seulement pour la fibre à saut d'indice. Elle permet donc de délivrer des services à débit plus élevé.

Nous n'avons pas trouvé sur le marché de composants passifs dédiés à cette technologie, tels que des coupleurs, pour réaliser des systèmes plus évolués que des liaisons point à point.

II.C.4. La fibre PMMA multi-cœur

Dans le cadre de notre participation au projet européen POF – PLUS, un partenaire du projet nous a fourni une fibre PMMA multi-cœur. Cette fibre est composée de 19 cœurs disposés sur un diamètre équivalent (~ 1 mm) à celui des deux précédentes fibres étudiées. Ses performances en termes de pertes par courbure sont particulièrement intéressantes pour une application domestique. Cependant, là encore, aucun composant passif conçu pour cette technologie de fibre n'existe sur le marché.

La courbe d'atténuation de cette fibre (MC-PMMA) apparaît également sur le graphique de la figure 28. Elle est similaire à celle de la fibre à saut d'indice. Le faible écart entre les deux courbes d'atténuation des fibres SI- et MC-PMMA peut s'expliquer par des pertes supplémentaires induites par les interstices entre chaque cœur.

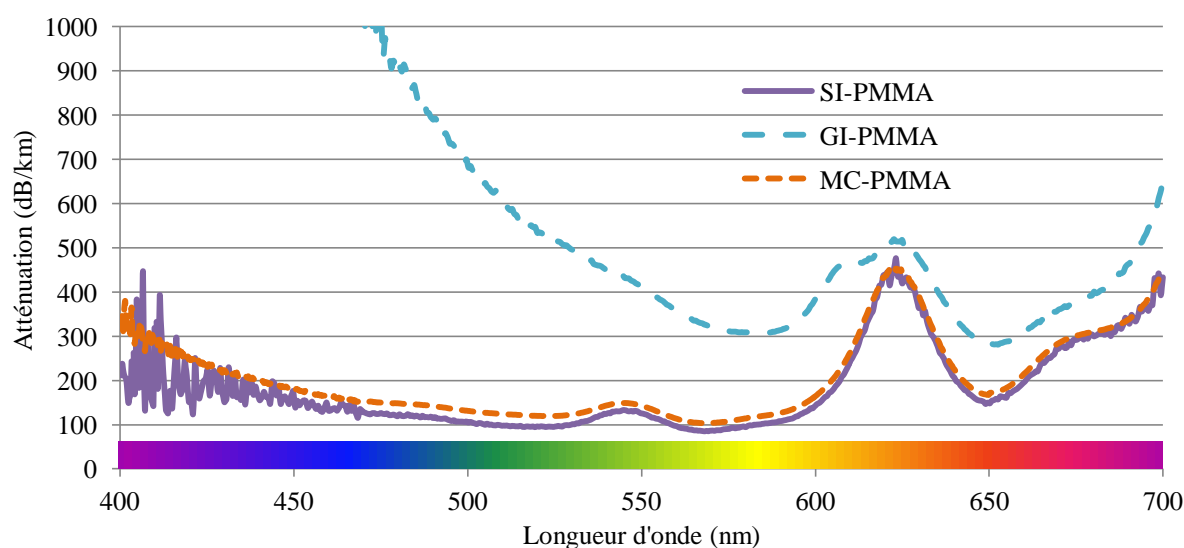


Figure 28 : Atténuation des fibres en PMMA

Longueur d'onde (nm)		470	520	590	650
Couleur		bleu	vert	jaune	rouge
Atténuation (dB/50m)	SI-PMMA	7,5	5	5,5	7,5
	GI-PMMA	> 20	26,5	16	14
	MC-PMMA	9	6	6,5	8,5

Tableau 8 : Atténuation de 50 mètres de fibre en PMMA

II.D. L'état de l'art

L'entreprise Dupont a développé le polymère PMMA en 1977 [19]. Dix ans plus tard, elle revend tous les produits et brevets à la société Mitsubishi Rayon, aujourd'hui un des principaux fabricants de fibre plastique. En 1990, le professeur Koike, de l'Université de Keio, a annoncé le développement de la fibre plastique à gradient d'indice, ayant une bande passante de 3 GHz.km. Deux ans plus tard, il a réalisé une liaison à 2,5 Gbit/s sur 100 mètres en utilisant un laser rouge et a annoncé le développement d'une nouvelle fibre ayant une bande passante de plus de 19 GHz.km. Mais la première fibre PMMA à gradient d'indice a été commercialisée seulement en 2004.

II.D.1. Le marché

A partir de 1999, des consortiums s'étaient mis en place afin de définir des standards pour les fibres plastiques. Ainsi, en 2002, la version « b » du standard IEEE 1394 a été ratifiée pour une utilisation de la fibre plastique notamment en milieu résidentiel, et le standard IDB-1394 est complété pour le domaine automobile. Depuis, le marché de la fibre plastique s'accroît chaque année, comme le montre la figure 29.

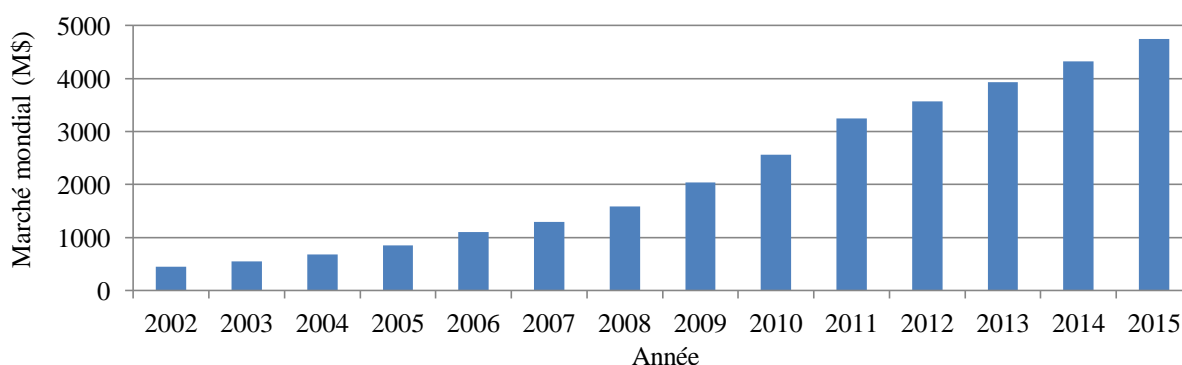


Figure 29 : Marché international de la FOP en millions de dollars (M\$) [19][24]

La fibre plastique se retrouve, par exemple, dans différents domaines : automobile [25], industriel, domestique, médical, interconnexions et systèmes électroniques. Depuis 2002, le marché automobile est le plus porteur pour la fibre plastique. Presque 40 % du marché mondial de la fibre plastique sont aujourd'hui consacrés aux voitures, contre seulement 25 % dix ans auparavant. Le marché du réseau domestique représente seulement 5 % du marché mondial. Cette part est constante depuis une décennie mais l'intérêt de plus en plus marqué pour des communications numériques à haut débit laisse entrevoir une rapide et intense émergence de la fibre plastique dans la maison [24].

II.D.2. L'intérêt pour le RLD

Les câbles à base de fibre plastique PMMA présentent un encombrement plus réduit et une plus grande facilité de manipulation que leur concurrent en cuivre. Ils s'intègrent bien à l'environnement domestique. Insensibles aux perturbations électromagnétiques, ils peuvent coexister sans problèmes, dans la même gaine technique, avec des câbles transporteurs d'énergie.

Bien que quelques produits, à destination du RLD, aient été introduits sur le marché, on ne peut pas considérer que la fibre optique ait réellement pénétré dans la maison, au début de la thèse. Mais, la première fibre optique qui s'imposera sur le marché des réseaux résidentiels sera sans nul doute la fibre plastique PMMA à gros cœur et à saut d'indice. Une première génération de produits permet d'interconnecter des équipements à 100 Mbit/s pour une portée de quelques dizaines de mètres (typiquement entre 50 et 100 mètres). Par exemple, Orange commercialise un tel « kit POF » [26] depuis début 2010. Ces performances apportent une première réponse pour les échanges dans le contexte résidentiel, basés sur le Fast Ethernet (100 Mbit/s), les distances rencontrées étant compatibles avec les portées annoncées, avec l'avantage par rapport à certains autres supports (tableau 9), d'offrir un niveau élevé de sécurité des communications et de qualité de service (QoS).

	Câble Ethernet LAN	Sans Fil	Courants porteurs	Câble coaxial	FOP
Sécurité	Elevée	Faible	Moyenne	Elevée	Très élevée
Installation	Quelques difficultés	Simple	Simple	Difficile	Simple
Connectorisation	Quelques difficultés	Simple	Simple	Difficile	Simple
Débit (Mbit/s)	10 à 100	2 à 100	10 à 200	100	100 à 800
Sensibilité aux perturbations EM	Faible	Très forte	Forte	Moyenne	Très faible
Vidéo	Bonne	Limité	Limité	Limité	Excellent
TV numérique	Limité	-	- (seulement IP)	Limité	Excellent

Tableau 9 : Différents médias en concurrence dans le réseau local domestique [27]

II.D.3. Les performances

En même temps que le marché de la FOP s'étend et que son intérêt s'intensifie pour le RLD, les limites de capacité de la fibre sont sans cesse repoussées. Ceci est notamment possible grâce à l'utilisation de modulations spécifiques [28] telles que le PAM (*Pulse-Amplitude Modulation*), le QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) et le DMT (*Discrete MultiTone*). Ces modulations peuvent être à efficacité spectrale importante et permettent ainsi de relâcher les contraintes sur la bande passante limitée de la fibre PMMA. Les techniques de multiplexage telles que l'AMSCM (*Amplitude Modulated-SubCarrier Multiplexing*) et l'AMGDM (*Angular Mode Group Diversity Multiplexing*) sont également des solutions employées. Le tableau 10 montre l'évolution des performances atteintes entre 2003 et 2008 : les sources optiques utilisées sont la LED (*Light Emitting Diode*) ou DEL (Diode ElectroLuminescente), la RCLED (*Resonant Cavity LED*) qui est une DEL à cavité résonante, et le VCSEL (*Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser* ») qui est une diode laser (DL) particulière.

L'étude bibliographique montre que les techniques d'égalisation et les modulations avancées sont les principales solutions permettant d'accroître le débit des systèmes à base de fibre PMMA et de viser l'objectif du Gbit/s sur une distance de l'ordre de 50 mètres, portée cible d'un réseau courte distance tel que le RLD. L'égalisation est plus simple à mettre en œuvre que les modulations avancées mais elle procure un gain inférieur en termes de portée. Ces techniques n'ont été employées qu'en laboratoire et n'ont donné lieu qu'à des prototypes, car elles nécessitent des systèmes électroniques périphériques complexes et coûteux. Au début de la thèse, il n'existait pas sur le marché de produits pour fibre plastique les intégrant. L'objet de cette thèse est alors de concevoir un réseau optique, à base de fibre PMMA, avec les performances attendues, sans engendrer un surcoût conséquent des systèmes.

La suite de l'étude se focalise sur l'utilisation de la technique de multiplexage en longueurs d'onde (WDM) pour repousser les limites de performances des systèmes à base de fibre plastique, tout en préservant ses principaux avantages, à savoir son faible coût et sa manipulation aisée.

Année	Débit (Gbit/s)	Distance (m)	Profil d'indice	Source optique	Modulation / Multiplexage	Référence
2003	1,65	30	GI	VCSEL 780 nm		[25]
2004	0,4	50	SI			[25]
	1	50	GI			[25]
	2	100	GI			[25]
2006	1	100	SI		AMSCM	[29]
2007	1	25	SI	DL 658 et 635nm	AMGDM	[30]
2008	0,1	275	SI		PAM8	[31]
	0,2	100	SI		WDM, 16QAM	[32]
	0,95	50	SI	RCLED 650 nm		[20]
	1	50	SI	RCLED 650 nm	DMT, 64QAM	[29], [33]
	1,25	50	SI	LED	PAM4	[31]
	1,25	50	SI	RCLED	DMT	[31]
	1,25	75	SI	RCLED	PAM4	[34]
	1,25	100	SI	DL	DMT	[31]
	1,39	100	SI			[31]
	1,5	50	SI	VCSEL 650 nm		[20]
	7,5	5	SI		DMT	[31]

Tableau 10 : Quelques performances obtenues avec la fibre PMMA

III. Le WDM sur fibre plastique

III.A. L'état de l'art

Le WDM (*Wavelength Division Multiplexing*) ou multiplexage en longueur d'onde est une technique largement utilisée dans le domaine des télécommunications optiques, permettant d'augmenter considérablement la capacité d'un système de communication sur fibre sans disposer de composants d'extrémité de très haute performance. Le WDM permet aussi de réaliser des systèmes multiservices, en allouant une ou plusieurs longueurs d'onde à chaque service. Il permet encore, par exemple, la réalisation de liaisons bidirectionnelles [19][35], grâce à l'utilisation d'une longueur d'onde par sens de transmission. Le recours à cette technique permet de réduire la quantité ou le nombre de câbles pour un volume de trafic donné, et ainsi de diminuer les coûts du système et son poids si nécessaire [35].

III.A.1. Les travaux issus du domaine automobile

Le multiplexage en longueur d'onde sur la fibre plastique PMMA a déjà suscité l'intérêt du monde de l'automobile. Diverses études ont été menées afin de réduire l'encombrement et le poids des systèmes embarqués. Ces études sont d'un grand intérêt pour la conception d'un système WDM sur FOP pour le RLD. En effet, ces deux mondes, bien que très différents, sont proches par les objectifs visés en termes de portée et de débit des systèmes, comme en témoigne le graphique de la figure 30.

Le constructeur automobile Toyota a exploré cette technique afin de réaliser une liaison bidirectionnelle sur fibre plastique [19][35][37][38]. Le système est utilisé en liaison bidirectionnelle alternée ou *half duplex*, respectant le standard automobile ByteFlight qui requiert un débit de 10 Mbit/s. Il est utilisé dans les voitures de marque BMW série 7 par exemple. Le système peut également fonctionner en *full duplex*. Une équipe de chercheurs de Toyota a réalisé un prototype de composant de multiplexage, représenté par le schéma et la photographie de la figure 31, qui permet d'injecter et d'extraire deux longueurs d'onde allouées à l'émission et à la réception d'un signal.

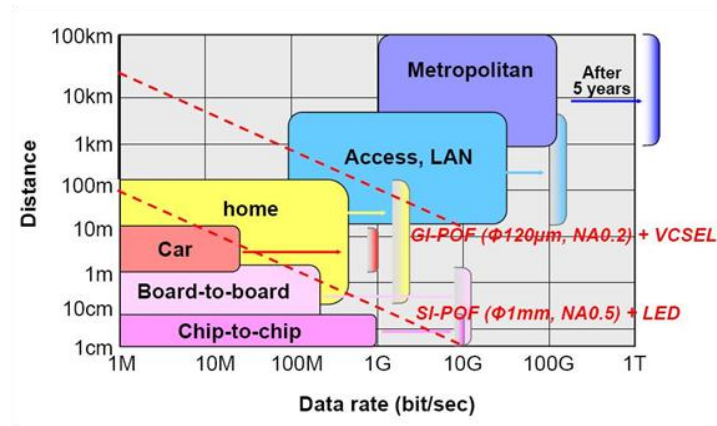


Figure 30 : Caractéristique débit / distance de quelques principaux réseaux [19]

Le composant de multiplexage est développé pour les deux fenêtres de longueurs d'onde « verte » et « rouge » centrées respectivement sur 495 et 650 nm. La technologie LISW (*Light-Induced Self-Written*) est employée pour la réalisation du composant. Elle nécessite un positionnement précis des éléments constituant le composant. Cela engendre généralement un surcoût pour une fabrication à l'échelle industrielle. Le composant fabriqué mesure $(8 \times 9 \times 7) \text{ mm}^3$ et présente des pertes en excès égales à 2,1 et 2,2 dB, respectivement à 495 et 650 nm. Le filtre WDM utilisé dans le composant transmet 85 % de la longueur d'onde verte et réfléchit 96 % de la longueur d'onde rouge.

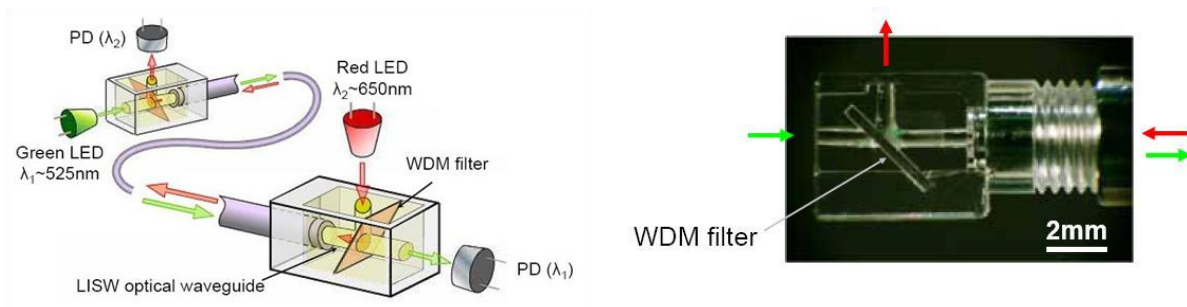


Figure 31 : Liaison bidirectionnelle (gauche) et composant de multiplexage (droite) réalisés par Toyota [19][37][38]

La source verte utilisée est une DEL issue d'un développement interne à Toyota [39]. Elle émet une puissance de -5,7 dBm à 495 nm. Le seuil de détection du récepteur associé est égale à -17,4 dBm. La source rouge émet une puissance égale à -1,5 dBm à 650 nm et le récepteur associé a un seuil de détection de -20,6 dBm [4]. Nous calculons alors le budget optique du système pour chacune des deux longueurs d'onde (tableau 11). Nous en déduisons alors la marge du système qui ne prend pas en compte les pertes engendrées par l'interconnexion de tous les composants de la liaison car elles ne sont pas précisées par les auteurs. Cependant, cette équipe de chercheurs déclare avoir réalisé une liaison bidirectionnelle *full duplex*, composée de deux de ses prototypes, fonctionnant à un débit de

250 Mbit/s sur plus de 20 m de fibre PMMA à gros cœur Eska-Mega commercialisée par Mitsubishi. Les pertes totales dues aux connexions seraient alors inférieures à la marge calculée.

Longueurs d'onde (nm)	Emetteur : puissance émise (dBm)	Récepteur : seuil de détection (dBm)	Budget optique (dB)	Pertes (dB)		Marge calculée (dB)
				MUX/DEMUX	fibre	
495	-5,7	-17,4	11,7	2,1	2	5,5
650	-1,5	-20,6	19,1	2,2	3	11,7

Tableau 11 : Budget optique et marge du système WDM de Toyota

III.A.2. Les premières études pour le RLD

L'étude bibliographique révèle également des premières études pour un RLD en fibre plastique. Ces études sont exclusivement menées par des équipes de chercheurs en Allemagne.

Une équipe de l'Institut Fraunhofer IIS [40] a publié un scénario de déploiement d'un réseau en fibre plastique dans le domicile pour deux applications. Elle a combiné la transmission de signaux audio, pour laquelle la fibre plastique est déjà utilisée depuis de nombreuses années, et la transmission de signaux de télévision par câble (CATV) sur un même réseau en fibre plastique. Les composants de multiplexage développés sont réalisés à l'aide de coupleurs et ont des pertes d'insertion élevées (environ 5 dB). Le système WDM utilise les longueurs d'onde verte et rouge.

La société HarzOptics a développé un système éducatif, nommé Optoteach [20][41][42], de transmission de signaux vidéo sur FOP utilisant la technologie WDM à l'aide de coupleurs et de filtres. Le système commercialisé, que nous avons acheté, ne dispose pas de composants de filtrage et en réalité ne démultiplexe pas les signaux. Seule la combinaison de longueurs d'onde est possible grâce aux coupleurs 1×2 fournis. Cette société a également mené des études de simulation d'un système à base de prisme et de lentilles [43][44], soit un système de propagation d'ondes lumineuses en espace libre. Leurs travaux de recherche se sont ensuite poursuivis par des simulations de liaison WDM sur FOP basée sur l'utilisation du réseau de diffraction [45].

III.B. La structure de la liaison WDM sur FOP étudiée

L'utilisateur devrait s'acquitter, seul, du coût total d'installation du réseau interne à son domicile. La fibre plastique est alors considérée dans cette étude car elle a l'avantage d'être non seulement une fibre bas coût mais aussi d'être facile à manipuler. Le système, à base de fibre plastique, et utilisant la technologie WDM, devra aussi impérativement être compétitif. Les systèmes commerciaux actuels sont dits *Do-It-Yourself* (DIY) car ils peuvent être facilement manipulables par tout utilisateur. Le système WDM final devra l'être également.

L'infrastructure du système WDM sur FOP la plus simple et la moins coûteuse à mettre en œuvre semble, a priori, être celle basée sur des coupleurs et des filtres, compte tenu de l'étude bibliographique préliminaire. Son schéma de principe est montré par la figure 32.

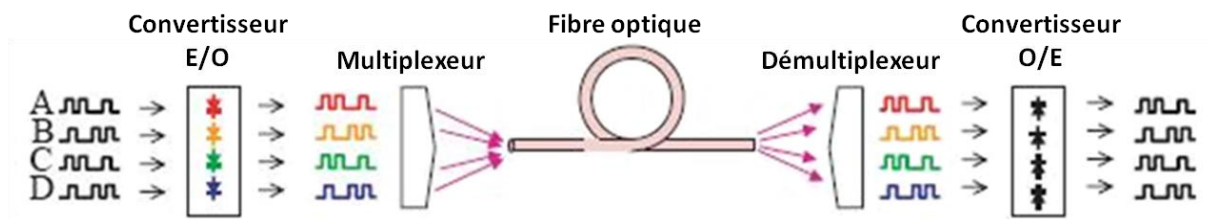


Figure 32 : Schéma de la liaison WDM sur FOP étudiée

N signaux électriques, portant chacun une information, modulent N sources optiques ayant des longueurs d'onde distinctes les unes des autres. Ces composants actifs seront spécifiés après l'étude de l'infrastructure, soit de l'ensemble des composants passifs, qui influencera le choix des longueurs d'onde d'utilisation et, en partie, les puissances d'émission requises.

L'infrastructure est composée des trois fonctions de multiplexage, de transport et de démultiplexage. Pour la solution proposée, le multiplexage est réalisé par un coupleur $N \times 1$ qui assure la combinaison des différents signaux optiques vers une seule fibre. Le transport est réalisé par la fibre plastique PMMA à saut d'indice qui a déjà été présentée dans la partie précédente. Enfin, le démultiplexeur est composé d'un coupleur $1 \times N$, pour séparer les différentes voies, et de N filtres aux longueurs d'onde des différents canaux.

En fin de chaîne de transmission, des photorécepteurs démodulent les N signaux optiques et restituent, aux bruits près ajoutés lors de la transmission, les N signaux électriques.

IV. Les briques de base de la liaison WDM sur FOP

IV.A. L'infrastructure

Mise à part la fonction de transport assurée par la fibre, l'infrastructure, constituée par l'ensemble des composants passifs de la liaison WDM sur FOP, assure également les fonctions de multiplexage et de démultiplexage. Ces fonctions font appel aux composants passifs : coupleur $1 \times N$ et filtre. Ceux-ci sont tout d'abord présentés et caractérisés. Ensuite, des investigations sont menées sur l'interconnexion de ces composants.

IV.A.1. Le couplage

Des composants de couplage, dédiés à la fibre plastique PMMA, ont été introduits récemment sur le marché. Il s'agit des coupleurs $1 \times N$. Dans cette section, nous nous focalisons sur l'étude du coupleur en Y ou 1×2 , à base de fibre plastique PMMA à saut d'indice. La technologie de fabrication abrasion – collage est employée pour leur réalisation. Nous rappelons que cette technique, déjà présentée dans le chapitre introductif de ce mémoire, consiste à polir deux fibres courbées jusqu'au centre du cœur, selon leur axe longitudinal. Les deux fibres biseautées sont ensuite rapprochées et fixées ensemble à l'aide d'une colle dont l'indice de réfraction est très proche de celui du cœur. Pour une meilleure isolation contre la diaphonie, une fine couche de métal peut être insérée entre les deux parties polies des fibres biseautées.

La société HarzOptics a développé des coupleurs 1×2 (figure 33 – gauche) et 1×4 [46]. Le coupleur 1×4 , représenté par la photographie de la figure 33 – droite, est constitué de trois coupleurs 1×2 mis en cascade. Ce sont des coupleurs équilibrés, avec un taux de couplage égal à 50 % pour les coupleurs 1×2 et 25 % pour les coupleurs 1×4 . Les spécifications des deux coupleurs, fournies par le fabricant HarzOptics, sont rappelées par le tableau 12.



Figure 33 : Coupleurs 1×2 (gauche) et 1×4 (droite) de la société HarzOptics

Type	Taux de couplage (%)	Modèle	Pertes en excès (dB)			Diaphonie (dB)
			Min.		Max.	
1×2	50:50	Standard	0,6	1,3	2,7	22
		Faible diaphonie	0,8	1,2	1,5	50
1×4	25:25:25:25	Standard	2,1	3,8	6,2	> 22
		Faible diaphonie	2,2	3,1	4,4	> 50

Tableau 12 : Spécifications des coupleurs 1×2 et 1×4 fournies par HarzOptics

Ce coupleur 1×2 a été caractérisé dans notre laboratoire, ainsi que deux autres types de coupleurs proposés par les sociétés Ratioplast et Toslink.

Nous disposons de trois exemplaires du coupleur 1×2 de Ratioplast (fournis avec le système Optoteach). Le coupleur est inséré dans un boîtier, comme le montre la figure 34 – gauche. Nous pensons que cette solution est similaire au coupleur présenté précédemment. Celui-ci possède néanmoins des *pigtails*, soit une courte longueur (~ 1 m) de fibre PMMA fixée sur chaque port, ce qui facilitera, par la suite, son insertion dans le système WDM.

Nous disposons également d'un coupleur 1×2 de marque Toslink (figure 34 – droite). Celui-ci, également inséré dans un boîtier, dispose de connecteurs de même marque, déjà connus dans les systèmes audio. La technologie de fabrication est ici différente : une fibre à quatre cœurs, disposés dans une gaine de 1 mm de diamètre intérieur, à l'entrée du coupleur, est coupée longitudinalement de façon à relier deux des cœurs à chacun des deux ports de sortie.

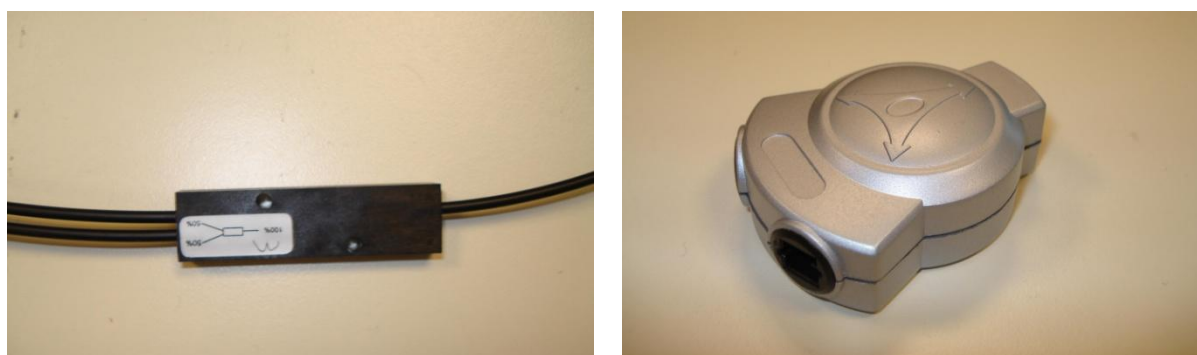


Figure 34 : Photographies des coupleurs 1×2 de marque Ratioplast (gauche) et Toslink (droite)

Ces coupleurs 1×2 de trois provenances différentes ont été caractérisés, en termes de pertes d'insertion, dans notre laboratoire à l'aide d'une source de type DEL rouge à 650 nm et d'un radiomètre. Les résultats sont répertoriés dans le tableau 13. Les trois ports du composant pouvant être utilisés comme port d'entrée, le coupleur 1×2 est caractérisé pour chacun de ses ports, numérotés selon le schéma de la figure 35. Le coupleur étant directif, les transmissions

des ports 2 vers 3 et 3 vers 2 n'est pas possible. Une faible quantité d'énergie peut cependant se propager dans ces sens de transmission. L'isolation contre la diaphonie est supérieure à 18 dB pour les coupleurs Ratioplast. La sensibilité de nos appareils de mesure ne permet pas de mesurer ce paramètre pour les autres coupleurs. La diaphonie peut cependant être observée visuellement (des signaux lumineux colorés de faible intensité sont visibles dans la fibre).

N° de port \ Marque		Ratioplast			Toslink	HarzOptics
		1	2	3		
Séparation, mode <i>splitter</i>	1 → 2	5,6	6	5,3	5,1	5,7
	1 → 3	5,7	6,4	5,7	6,4	5,6
	Uniformité (dB)	0,1	0,4	0,4	1,3	0,1
Combinaison, mode <i>combiner</i>	2 → 1	5,6	6,2	5,2	4,6	6,5
	3 → 1	5,2	5,7	4,7	6,4	5,6

Tableau 13 : Pertes d'insertion (dB) des coupleurs 1×2 en fibre PMMA

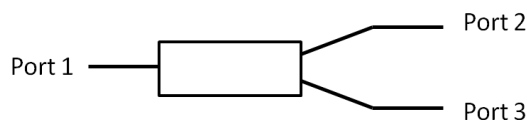


Figure 35 : Schéma du coupleur 1×2

Les pertes en excès attendues sont de l'ordre de 1 dB. Or, les mesures montrent des pertes d'insertion moyennes supplémentaires d'environ 2 dB. Les valeurs de l'uniformité de ces coupleurs sont faibles, le taux de couplage est alors proche de 50 %. Les pertes en excès, proches de 3 dB, sont élevées et bien supérieures aux spécifications des fabricants.

Ces mesures ont également été effectuées avec une source blanche : les pertes d'insertion sont quasi-constantes quelle que soit la longueur d'onde du spectre visible.

Pour le calcul du bilan de liaison du système WDM qui sera effectué par la suite, les paramètres importants du coupleur à prendre en compte sont l'uniformité, dont la valeur est faible pour ces coupleurs, et les pertes d'insertion, élevées avec une valeur moyenne égale à 6 dB. On notera que l'analyse bibliographique montre que des résultats identiques sont obtenus avec un coupleur en Y conçu en technologie planaire [47]. Deux coupleurs 1×2 seront nécessaires pour réaliser une liaison WDM avec seulement deux canaux : un pour combiner les longueurs d'onde, un autre pour séparer les deux voies de transmission. Environ 12 dB seront alors à intégrer dans le budget optique.

IV.A.2. Le filtrage

Un coupleur 1×2 est consacré à la fonction de démultiplexage pour la séparation des deux voies de transmission. Il faut ajouter un élément pour réaliser le filtrage, soit la sélection de la longueur d'onde dédiée au canal considéré.

L'étude de la bibliographie et du marché n'a pas révélé l'existence de composants de filtrage dédiés à la fibre plastique PMMA. Nous avons donc mené des investigations afin de trouver des filtres, bas coût, employés dans d'autres contextes. Ces filtres sont issus de quatre domaines d'application différents tels que la projection de lumière colorée, le prototypage d'instruments optiques, la réalisation de bancs de test optiques en laboratoire et la photographie (tableau 14).





Marque		Eurolite	Roscolux	Edmund Optics	Kodak
					
Domaine d'application		Projection de lumière	Prototypage en instrumentation	Bancs de test optiques	Photographie
Couleurs	Bleu	●	200 échantillons de couleurs différentes	●	●
	Vert	●		●	●
	Rouge	●		●	●
	Jaune	●		●	●
	Magenta			●	●
	Cyan			●	●

Tableau 14 : Filtres colorés en plastique

La transmission spectrale de chacun de ces filtres est mesurée dans notre laboratoire à l'aide de la source blanche et de l'analyseur de spectre optique. Les résultats sont représentés par les

courbes de la figure 36. Comme cela a été décrit dans la section 0, une mesure de référence est préalablement réalisée afin de ne pas inclure la courbe spectrale d'émission de la source dans celle des filtres. La couleur de chaque courbe correspond à la couleur du filtre associé. Pour les filtres Roscolux, seulement trois échantillons ont été sélectionnés, parmi les 200 fournis, correspondant à des couleurs (bleue, verte et rouge) très proches visuellement de celle des filtres de même couleur des autres provenances.

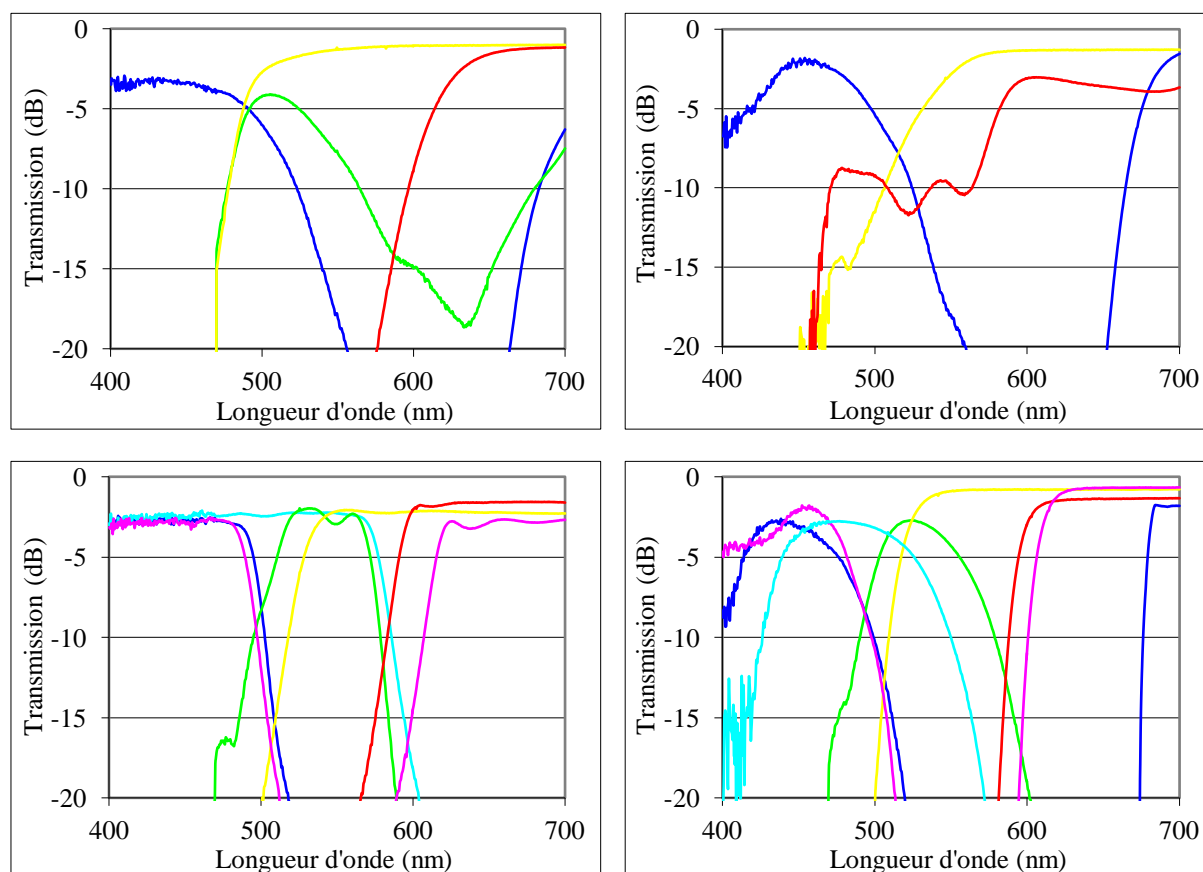


Figure 36 : Réponses spectrales des filtres colorés en plastique de marque Eurolite (en haut à gauche), Roscolux (en haut à droite), Edmund Optics (en bas à gauche) et Kodak (en bas à droite)

Nous observons immédiatement que ces filtres sont tous très peu sélectifs et sont difficilement utilisables dans un système WDM pour la séparation des canaux. Ils sont néanmoins adaptés pour être utilisés avec des sources de type DEL, elles aussi présentant un spectre large, dont les longueurs d'onde centrales seraient suffisamment distantes les unes des autres. Similairement au principe des systèmes *Coarse WDM* (CWDM), seulement un système WDM avec des contraintes très relâchées sur l'espacement entre canaux peut être réalisé avec ces filtres. Combinés avec des sources de type DEL bleue (450 nm) et rouge (650 nm), par

exemple, le système WDM à deux canaux peut alors être qualifié de « *Very Coarse WDM* ». Nous disposons de ces deux sources intégrées dans des modules dédiés à une communication Ethernet point à point à 100 Mbit/s. Nous nous focaliserons alors sur la conception du système WDM à seulement deux canaux, dans un premier temps.

Les pertes d'insertion des filtres et leur taux d'isolation (ou leur capacité à rejeter une longueur d'onde) ont été mesurés pour les deux sources de type DEL. Les résultats sont répertoriés respectivement dans le tableau 15 et le tableau 16.

DEL	Filtre	Eurolite	Roscolux	Edmund Optics	Kodak
Bleue	Bleu	3,6	2,2	2,5	4,1
Rouge	Rouge	2,7	2,4	2,4	3,1

Tableau 15 : Pertes d'insertion (dB) des filtres face à des DEL bleue et rouge

DEL	Filtre	Eurolite	Roscolux	Edmund Optics	Kodak
Bleue	Rouge	9,7	6,9	13	9
Rouge	Bleu	33,1	15,2	29,8	27,3

Tableau 16 : Taux d'isolation (dB) des filtres face à des DEL bleue et rouge

Les pertes d'insertion des filtres bleus sont un peu plus élevées que celles des filtres rouges. En revanche, ils jouent parfaitement leur rôle réjecteur vis-à-vis de la longueur d'onde rouge. Le filtre rouge isolera moins bien le canal rouge d'un éventuel brouillage causé par la longueur d'onde bleue. Cela pourra avoir un impact fort sur la portée du système. Des mesures de taux d'erreurs binaires seront alors nécessaires en complément des mesures pour le bilan de liaison.

IV.A.3. La connectique

Tous les éléments permettant de réaliser les fonctions de multiplexage, de transport et de démultiplexage, nécessaires à l'implémentation de l'infrastructure proposée d'un système WDM sur FOP, ont été présentés : la fibre, le coupleur et le filtre. Il reste maintenant à progresser sur le plan de la connectique. En effet, mis à part le coupleur Toslink (figure 34), aucun autre composant déjà présenté dans ce chapitre n'est connectorisé. Or, tout système de transmission requiert des connexions pour coupler les fibres aux équipements actifs et passifs, à d'autres fibres ou à des prises optiques (murales par exemple) [19]. L'étude de la connectique est donc d'une grande importance. C'est pourquoi nous lui avons consacré une large partie du temps de l'étude sur les systèmes à base de fibre plastique.

Nous ne disposions, au début de l'étude, d'aucun connecteur à positionner sur la fibre. Nous décrirons alors nos premières manipulations de la fibre et les solutions employées pour relier les composants entre eux. Ensuite, l'obtention du produit Optoteach nous a apporté des échantillons de connecteurs à clipser, à visser ou à sertir sur la fibre. Certains ont été caractérisés. Nous constaterons que tous les types de connectorisation apportent d'importantes pertes supplémentaires au système. Nous proposerons alors quelques solutions afin de les minimiser.

IV.A.3.a. Les premières manipulations de la fibre à gros cœur

L'avantage de la fibre plastique réside dans son grand diamètre de cœur. Les tolérances dans l'alignement sont donc plus grandes. De plus, le matériau qui la constitue est nettement plus souple que le verre des fibres silice et est plus facile à manipuler et à couper. La coupe d'une fibre plastique ne nécessite pas l'utilisation d'un outil de clivage. Un simple cutter peut suffire, à la base de l'outil dédié appelé « guillotine », représentée par la photographie de la figure 37 – gauche.



Figure 37 : Outils dédiés pour couper et dénuder la fibre plastique PMMA à gros cœur

La photographie de la figure 37 – droite représente un outil dédié à la fibre plastique permettant de la dénuder, soit de la libérer de sa gaine protectrice. Il sera, nous le verrons dans les prochaines sections, indispensable pour fixer un connecteur sur la fibre. Il existe d'autres outils (figure 38), plus complexes, pouvant intégrer les deux fonctions de coupe et de dénudage [48][49].



Figure 38 : Outil de coupe [49]



Figure 39 : Coupes transversales de fibres plastiques coupées avec un simple couteau (gauche) et avec la « guillotine » (droite) [49]

Bien que la fibre puisse être facilement coupée avec tout outil, les photographies de la figure 39 montrent bien l'intérêt de recourir à un outil de coupe spécifique, permettant d'obtenir un meilleur état de surface du cœur.

Il faut noter que les systèmes actuels, pour les communications point à point, ne nécessitent pas de polir l'extrémité de la fibre coupée afin de réduire les pertes de connexion. En effet, le budget optique de ces liaisons est suffisant pour accepter quelques pertes supplémentaires.

IV.A.3.b. Les connexions bout-à-bout

Au début de l'étude, nous ne disposions pas de connecteur à fixer sur la fibre. Nous avons alors connecté les fibres entre elles en les plaçant bout-à-bout, après les avoir coupées. Le maintien en position était réalisé grâce à des manchons ou capillaires, souples et rigides, non spécifiés initialement pour cette fibre.

On rappelle que le diamètre de la fibre est égal à 1 mm (cœur et gaine optique). Le diamètre, avec gaine protectrice, est égal à 1,5 ou 2,2 mm, suivant les fibres dont nous disposons dans notre laboratoire.

En plus du maintien des deux fibres en contact bout-à-bout, le manchon doit garantir l'alignement axial et angulaire grâce à ses dimensions adaptées à celles de la fibre. Différents type de manchons ont été utilisés et caractérisés. Les pertes d'insertion moyennes de chaque manchon (tableau 17) sont calculées à partir des pertes sur toute la plage des longueurs d'onde

visibles, représentées par les courbes de la figure 40. Ces courbes représentent elles aussi une moyenne des résultats de plusieurs mesures.

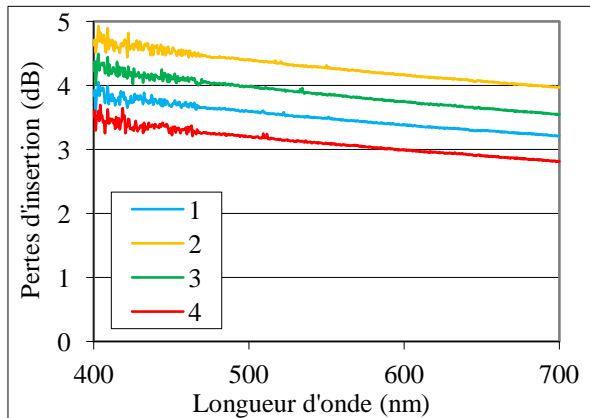


Figure 40 : Pertes d'insertion des manchons

N°	1	2	3	4
Pertes (dB)	3,5	4,3	3,9	3,1

Tableau 17 : Pertes d'insertion moyennes des manchons

Deux premiers manchons (n°1 et 2) souples ont été réalisés à partir de deux types différents de gaine thermo-rétractable, aux dimensions similaires à celle de la fibre, utilisée généralement comme gaine protectrice de câbles électriques. Le second, de plus faible épaisseur, est plus souple, ce qui se traduit par une valeur de pertes plus importante. On peut noter une différence de l'ordre de 1 dB entre les pertes liées à ces deux solutions. On précise également que ces pertes peuvent varier de plus ou moins 1,5 dB d'une mesure à l'autre, du fait de la souplesse du manchon. La stabilité des paramètres de la connexion n'est donc pas garantie.

La troisième solution consiste à utiliser un tube de plastique rigide, ce qui devrait favoriser l'alignement des deux fibres. Mais son diamètre intérieur ne coïncide pas parfaitement avec celui de la gaine protectrice de la fibre (2,2 mm). Il est très légèrement supérieur, d'où un impact négatif sur les pertes d'insertion. Ses performances, en termes de pertes, en font une solution intermédiaire aux deux premières.

Enfin, la dernière solution (n°4) est à base de gaine protectrice de fibre plastique. Ce tube de plastique, plus souple que le manchon n°3, mais aussi plus rigide que les manchons n°1 et 2, provient d'une fibre dénudée. Il faut alors dénuder les extrémités des deux fibres à relier pour utiliser ce type de manchon. Il a l'avantage d'avoir un diamètre intérieur exactement égal au diamètre de la gaine optique (1 mm) ce qui permet un alignement radial et angulaire quasi-parfait entre les deux fibres. Cette solution, semi-rigide, est la meilleure en termes de pertes d'insertion, parmi celles présentées dans cette section. De plus, un écart-type de seulement 0,5 dB a été relevé entre les différentes mesures, ce qui garantit la répétabilité des paramètres de la connexion.

Le manchon doit être le plus rigide possible et suffisamment long pour minimiser l'angle possible entre les axes des deux fibres à connecter. Il doit être aussi adapté à la fibre, en termes de dimensions transverses, afin de garantir un offset parasite minimal entre les axes des cœurs à relier.

IV.A.3.c. Des solutions pour diminuer les pertes

Le problème du positionnement de deux fibres face à face a été introduit. Il s'agit maintenant d'optimiser la transmission de la lumière d'une fibre à l'autre, en agissant sur les deux interfaces cœur – air de la connexion. Une première solution consiste à y insérer un matériau adaptateur assurant la continuité de la transmission en réduisant le volume d'air contenu dans la connexion. Une seconde solution consiste à améliorer le contact entre les deux sections de fibres grâce à la technique de polissage.

Ces techniques ont cependant l'inconvénient d'augmenter le coût de la connexion. De plus, le système ne peut alors plus être qualifié de *Do-It-Yourself*. Néanmoins, il est crucial de disposer de solutions qui permettront, lors du bilan de liaison, de réduire certaines pertes au sein de la liaison WDM.

IV.A.3.c.i. Les liquides adaptateurs d'indice

La lame d'air séparant les deux sections de fibres à connecter est source de pertes additionnelles pour le système. Une première idée consiste à y insérer un liquide dont l'indice de réfraction est très proche de celui du cœur des deux fibres. Cela nécessite de disposer d'un système étanche et ne peut pas être réalisé sur une simple connexion bout-à-bout. Néanmoins, cette technique a été utilisée avec le connecteur F-05, qui sera présenté à la section IV.A.3.d.ii, grâce au raccord disponible et assurant une certaine étanchéité. L'ajout de liquide d'indice a permis de diminuer les pertes d'insertion d'environ 1 dB.

Nous avons alors expérimenté ce type de connexion avec diverses colles, rendant néanmoins le système indémontable. Nous avons observé, pour toutes nos mesures, que les pertes peuvent être réduites de plus de 1 dB avec une colle cyanocrylate et de 1,5 à 2 dB avec une colle polymérisable (tableau 18). Les pertes d'insertion de la connexion avec une colle donnée sont quasi-invariantes sur la plage des longueurs d'onde visibles.

Nous avons également utilisé la colle cyanocrylate pour coller un échantillon de filtre coloré à une extrémité de la fibre. Les pertes d'insertion du filtre n'ont été réduites que de 0,3 à 0,5 dB et ont ensuite augmenté avec le temps. Ce résultat laisse penser que la colle peut être à l'origine d'une dégradation progressive du polymère constituant le filtre.

Longueur d'onde (nm) \ Type de colle	Polymérisable Vitalit 5634-LV	Cyanocrylate RS 159
463	2,01	1,34
653	1,58	1,12

Tableau 18 : Réduction (dB) des pertes d'insertion grâce à l'utilisation de colle dans des connexions bout-à-bout

IV.A.3.c.ii. Le polissage

Une autre technique consiste à polir les extrémités de chacune des deux fibres afin de permettre un meilleur contact entre les cœurs. L'état de surface du cœur d'une fibre coupée avec guillotine (figure 39 - droite) devient, après polissage, tel qu'il est représenté par les photographies de la figure 41. Nos premiers essais ont en réalité montré une augmentation des

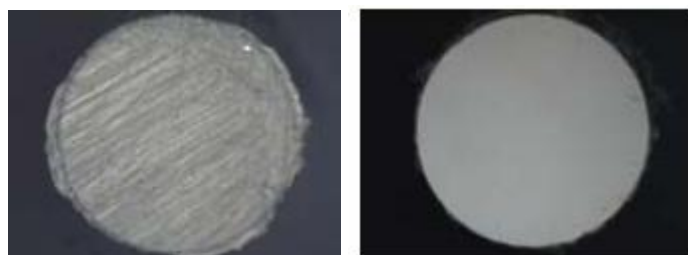


Figure 41 : Etat de surface du cœur après un polissage avec un papier à gros grain (gauche) et à petit grain (droite) [49]

pertes de l'ordre de 1 dB. Nous avons utilisé un papier de polissage avec un grain trop épais et obtenu un mauvais état de surface, similaire à celui de la photographie de la figure 41 – gauche. L'utilisation d'un papier avec un grain égal à 0,3 μm apporte

un état de surface nettement meilleur, tel qu'il est représenté par la photographie de la figure 41 – droite, et diminue les pertes d'environ 0,5 dB d'après l'étude [49]. Nos expérimentations, décrites ci-dessous, ont révélé une diminution des pertes de l'ordre de 0,4 dB par face polie, et de 0,8 dB pour la connexion complète :

Une liaison unidirectionnelle en fibre plastique, d'une longueur quelconque, est réalisée. L'émetteur est un module contenant une source de type DEL (DEL bleue à 464 nm ou DEL rouge à 655 nm) sur lequel est fixé un connecteur dédié à la fibre plastique (qui sera présenté à la section IV.A.3.d.i). Le récepteur est un module contenant une photodiode reliée à un radiomètre et sur lequel est fixé un raccord pour connecteur optique de type SMA. A l'une des

extrémités, la fibre est alors munie d'un connecteur de type F-SMA (qui sera présenté à la section IV.A.3.d.ii). Les extrémités de la fibre ne sont pas polies et une mesure de référence de puissance est effectuée.

La première étape a consisté à polir la fibre côté radiomètre, sur le connecteur F-SMA. Une nouvelle mesure de puissance permet de connaître la réduction des pertes de la liaison, apportée par le polissage : environ 0,4 dB (tableau 19, (1)).

Ensuite, nous avons poli la fibre côté émetteur. Une nouvelle mesure de puissance montre que le gain apporté par ce polissage est légèrement différent aux deux longueurs d'onde (tableau 19, (2)).

Enfin, la fibre est coupée à un endroit quelconque de la liaison et les deux fibres sont rapprochées pour reconstituer cette liaison. Une nouvelle mesure de la puissance montre que cette connexion bout-à-bout présente des pertes d'insertion de l'ordre de 2 dB. Après polissage des deux extrémités de fibre, les pertes d'insertion ne sont plus que de l'ordre de 1,2 dB. Le polissage a alors réduit d'environ 0,4 dB (tableau 19, (3)) les pertes engendrées par l'interface cœur – air à l'extrémité de la fibre coupée. Cette dernière valeur est quasi-identique à celle mesurée à la première étape et sera retenue dans la suite de l'étude.

λ (nm) \ Etapes	(1)	(2)	(3)
464	0,44	0,68	0,43
655	0,38	0,37	0,39

Tableau 19 : Réduction (dB) des pertes d'insertion d'une extrémité de fibre polie

IV.A.3.d. Les connecteurs

L'étude de la connexion bout-à-bout a révélé que les pertes d'insertion occasionnées par cette technique étaient élevées. De plus, cette solution ne peut être utilisée qu'en laboratoire. Un système permettant le maintien en position des différents éléments de la chaîne de transmission est requis pour l'installation et la pérennité d'un réseau. Il est donc primordial d'utiliser des connecteurs dédiés à la fibre plastique.

Le design du connecteur optique doit permettre une connexion et une déconnexion répétée, présenter de bonnes performances en termes de pertes et protéger la fibre de tout dommage. La solution la plus courante, généralement employée pour les fibres silice par exemple, est

basée sur une fêrule (métallique, céramique ou plastique et de type ST, SC, FC, LC, ...), fixée sur la fibre.

Pour les systèmes à base de fibre plastique, pour lesquels une grande simplicité est recherchée, le dispositif de connexion est souvent intégré dans les équipements d'extrémité de la liaison, contrairement aux systèmes de communications optiques (et même électriques) habituels. La fibre est alors dépourvue de connecteur et s'insère dans un réceptacle fixé sur le composant à relier.

Nous présentons tout d'abord ce type de dispositif, très utilisé pour les convertisseurs de média, ou *media-converters*, permettant d'interfacer un système électrique et un système optique. Nous nous intéresserons ensuite aux connecteurs plus « typiques » adaptés à la fibre plastique PMMA à gros cœur.

IV.A.3.d.i. Les connecteurs fixés sur les composants d'extrémité

- **Le connecteur de Diemount**

Le dispositif est représenté par les photographies de la figure 42. Un tube rigide permet d'accueillir la fibre plastique. Un système à base de vis permet ensuite de la maintenir en position. Ce dispositif a été créé par la société allemande Diemount. Seuls ses produits disposent de ce type de connecteur.

- **Le connecteur Optolock**

Un système similaire au précédent, nommé Optolock [50], plus abouti et ne faisant pas appel au serrage par vis, a été développé par la société Firecomms (photographies de la figure 43). Celui-ci dispose également d'un système qui maintient la fibre en position, en la bloquant dans son réceptacle par simple mouvement d'enfoncement du connecteur Optolock dans le boîtier du *media-converter*.



Figure 42 : Système de connexion des produits Diemount

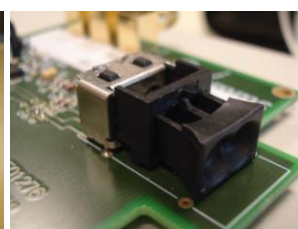


Figure 43 : Système de connexion des produits Firecomms : connecteur Optolock



Ces deux systèmes permettent indéniablement une grande aisance dans la manipulation et l'installation des systèmes.

IV.A.3.d.ii. Les connecteurs fixés sur la fibre

Il existe sur le marché quelques connecteurs dédiés à la fibre plastique à gros cœur. Quelques échantillons des connecteurs présentés dans cette section ont été fournis avec le produit Optoteach. Nous verrons tout d'abord que certains ont été indispensables pour toutes nos mesures de spectre et de puissance dans notre laboratoire. Ensuite, un type de connecteur particulier, fourni avec des raccords, nous a permis d'assembler différents tronçons de fibre.

- **Les connecteurs F-ST, F-SMA et F-SC**

Les deux appareils du laboratoire de marque Ando (source blanche et analyseur de spectre optique) sont équipés d'un raccord pour connecteur optique de type FC (à vis). Nous ne possédons pas ce connecteur pour la fibre plastique. Bien que le connecteur F-ST, à baïonnette (figure 44 – gauche), soit incompatible avec ce dernier, sa fêrle est la seule, parmi celle des connecteurs dont nous disposons, permettant une connexion correcte avec les deux appareils. En effet, sa longueur minimise un éventuel désalignement angulaire et son diamètre extérieur est très proche du diamètre intérieur du raccord pour connecteur FC. L'utilisation de ce connecteur garantit alors la répétabilité des mesures. De plus, les pertes d'une liaison à base d'une fibre plastique disposant de ce connecteur à l'une de ses extrémités, sont réduites d'environ 1,5 dB par rapport à la même liaison à base de fibre dépourvue de connecteur. Le connecteur F-ST pour fibre plastique est alors utilisé pour toutes les connexions de la fibre avec la source blanche et l'analyseur de spectre optique, soit pour toutes nos mesures de spectre.

Un raccord pour connecteur optique de type SMA peut être utilisé avec tout connecteur de ce même type, quelles que soient les dimensions de la fibre. Seul le diamètre intérieur de la fêrle change. Notre connecteur F-SMA (figure 44 – milieu) est compatible avec le raccord positionné sur la photodiode de notre radiomètre PM300 de marque Thorlabs. Ce connecteur est alors utilisé pour toutes nos mesures de puissance optique.



Figure 44 : Photographies des connecteurs F-ST, F-SMA et F-SC (de gauche à droite)

Ces deux derniers connecteurs, dont nous possédons seulement deux exemplaires de chaque type, sont à visser sur la fibre, quel que soit le diamètre de la gaine protectrice (1,5 ou 2,2 mm). Ils présentent alors l'avantage d'être réutilisables. La fibre doit cependant être préalablement dénudée afin d'être insérée dans la férule.

Il existe aussi des connecteurs fixés de manière permanente sur la fibre. Certains sont à sertir sur la fibre, comme c'est le cas, par exemple, du connecteur F-SC montré par la figure 44 – droite. D'autres sont à clipser. Un de ces derniers a retenu notre attention et est présenté dans la section suivante.

- **Le connecteur F-05 de Ratioplast**

Nous disposons d'un seul connecteur entièrement fabriqué en plastique, donc de technologie très bas coût, le connecteur F-05 (figure 45 – gauche). Il est à clipser sur la gaine protectrice, et est prévu pour être fixé de manière permanente sur la fibre. Mais une manipulation minutieuse nous a permis de les réutiliser durant toute l'étude car nous en possédons seulement quelques exemplaires. La fibre aura été préalablement dénudée avant d'être insérée dans la férule en plastique.

Ce connecteur est compatible avec celui qui est requis pour le coupleur 1×2 de Toslink. Il est également utilisable, depuis de nombreuses années, avec la plupart des équipements domestiques multimédias tels que télévisions, chaînes audio Hi-Fi,...



Figure 45 : Connecteur F-05 de Ratioplast (gauche) et connexion complète Ratioplast avec raccord

Disposant d'un raccord pour ce seul type de connecteur, nous avons pu le caractériser de la manière illustrée par le schéma expérimental de la figure 46, après avoir effectué la mesure de référence décrite par le schéma de la figure 27. Les pertes de connexion d'une liaison complète, intégrant deux connecteurs et un raccord tels qu'ils sont montrés par la figure 45 – droite, reliant deux fibres, sont comprises entre 2 et 3 dB, sur la plage des longueurs d'onde visibles (figure 47). Nous rappelons, sur le même graphique de la figure 47, que l'ajout de liquide d'indice dans une connexion complète permet de diminuer les pertes d'environ 1 dB.

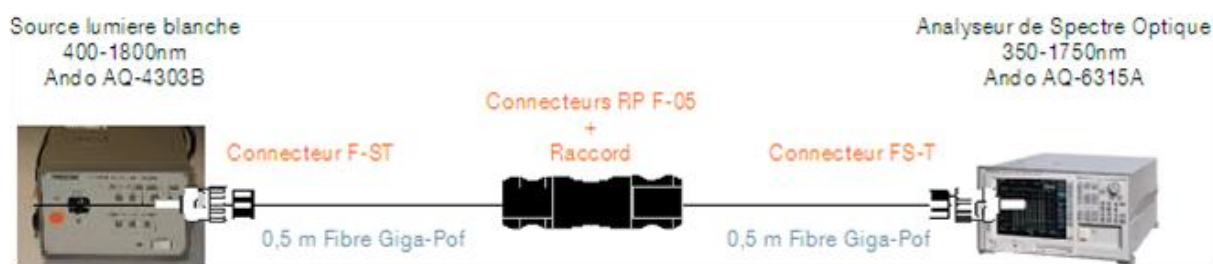


Figure 46 : Schéma expérimental pour la caractérisation du connecteur F-05

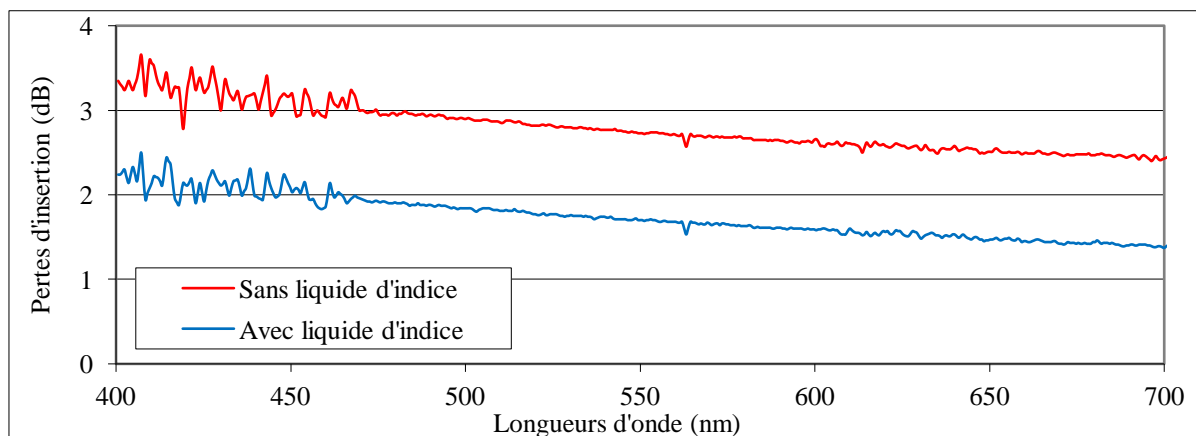


Figure 47 : Pertes d'insertion d'une connexion à base de connecteurs F-05 et d'un raccord dédié

Les pertes de connexion sont importantes dans les systèmes à base de fibre plastique. Elles sont de l'ordre de 2,5 à 3,5 dB par connexion complète. Elles peuvent être réduites d'environ 1 dB grâce à l'ajout de liquide d'indice ou au polissage des extrémités des fibres. Cependant, le recours à ces solutions augmente les coûts du système. De plus, ils nécessitent un savoir-faire particulier, ne permettant plus au système d'être *Do-It-Yourself*.

IV.B. Les composants actifs : les sources optiques

Les composants de l'infrastructure ayant été présentés, nous nous consacrons désormais à l'étude des composants actifs et plus particulièrement aux sources optiques car les récepteurs ne font pas l'objet d'un approfondissement dans cette thèse. En effet, nous disposons de photodiodes de type PIN en silicium intégrées dans des modules commercialisés qui sont bien adaptées, pour les études réalisées, par leur plage spectrale, leur efficacité, leur sensibilité, leur bande passante et leur coût.

Quatre plages de longueurs d'onde utilisables ont été déterminées en fonction de l'atténuation de la fibre plastique PMMA à gros cœur, dans la section II.C. (figure 28) : bleu (450 nm), vert (520 nm), jaune (590 nm) et rouge (650 nm). Ces longueurs d'onde sont commodes pour les applications domestiques puisqu'elles sont visibles : la présence ou l'absence de lumière est facile à constater, ce qui guide l'utilisateur lors de l'installation. Les sources utilisées, dans la plupart des produits du commerce à base de fibre plastique, sont de type DEL, bien que d'autres types puissent être utilisés avec cette fibre [51]. Les DEL, sources bas coût, présentent l'avantage d'être sans danger vis-à-vis de la sécurité oculaire. Elles garantissent au système d'être *Do-It-Yourself*, contrairement aux sources de type laser.

IV.B.1. Les diodes électroluminescentes (DEL)

En 2005 déjà, les sources de type DEL émettant avec des longueurs d'onde dans le rouge étaient largement présentes sur le marché. Celles-ci sont généralement en arséniure de gallium-aluminium (AlGaAs) [35]. Les DEL bleues et vertes font également l'objet d'études car un système à base de fibre plastique utilisant de tels émetteurs aurait de meilleures performances qu'avec des DEL rouges, l'atténuation de la fibre étant plus faible à ces longueurs d'onde. Ces diodes seraient moins sensibles à la température garantissant ainsi la stabilité de la puissance optique émise. Une DEL bleue à 460 nm émet une puissance optique moyenne de 4 dBm et une DEL verte à 520 nm émet environ à un niveau de 3 dBm [32]. Elles permettraient aussi d'atteindre une vitesse de modulation plus élevée offrant au système plus de performances en termes de bande passante et de débit. Les matériaux utilisés sont le nitrure de gallium (GaN) pour le bleu (460 nm) et le nitrure de gallium-indium (InGaN) pour le vert (520 nm) [52]. Il existe aussi des DEL émettant aux longueurs d'onde correspondant au jaune

(590 nm). Celles-ci sont généralement fabriquées en phosphure de gallium (GaP), en phospho-arséniure de gallium (GaAsP) ou en phosphure de gallium-indium-aluminium (AlInGaP). L'efficacité et la puissance émise de ces DEL jaunes sont inférieures à celle des autres DEL.

IV.B.1.a. Les DEL de marque Diemount, avec *pigtail*



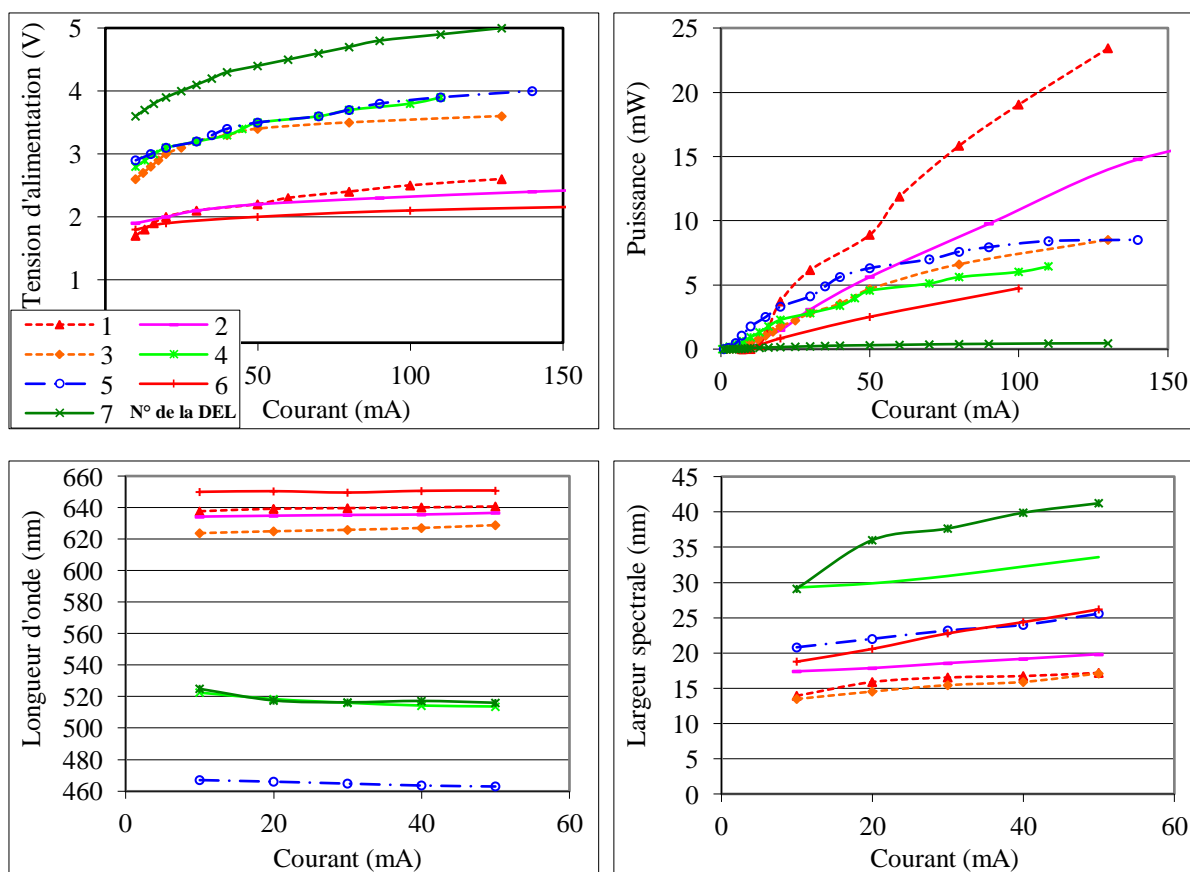
Figure 48 : Photographie de DEL avec *pigtail* commercialisées par la société Diemount

Nous avons caractérisé des DEL, vendues par la société allemande Diemount, sans garantie de bande passante suffisante pour les performances de RLD visées. Leur longueur d'onde du pic (λ_{pic}), largeur spectrale ($\Delta\lambda$), tension d'alimentation (U), puissance optique émise (P_{opt}) et bande passante maximale (BP_{max}), ont été mesurées avec un courant de polarisation typique fixé à 20 mA et sont rassemblées dans le tableau 20. La bande passante de trois des DEL (bleue, verte et rouge) est supérieure à celle des autres. La DEL rouge est très répandue, ce qui n'est pas le cas en revanche pour les DEL bleue et verte qui restent rares

sur le marché. Le fabricant Nichia de la DEL verte a de plus récemment annoncé l'arrêt de la production de ce produit. Le comportement de ces DEL est maintenant observé en fonction du courant de polarisation, les résultats étant présentés sur les graphiques de la figure 49.

	bleu	vert		orange-rouge	rouge	hyper-rouge	
N° de la DEL	5	4	7	3	2	1	6
λ_{pic} (nm)	466	518,4	517,5	625	634,8	639,3	650,4
$\Delta\lambda$ (nm)	22	29,85	36	14,55	17,85	15,9	20,6
U (V)	3	3,1	3,9	3,3	2	2	1,9
P_{opt} (dBm)	5,2	3,6	-7,95	2,5	1,7	5,7	-0,75
BP_{max} (MHz)	54	28	67	12	5	10	52

Tableau 20 : Caractéristiques des DEL (Diemount) couplées à un cordon en PMMA 1mm


 Figure 49 : Caractéristiques U, P, λ et $\Delta\lambda$ des DEL (Diemount) en fonction du courant I de polarisation

La caractéristique tension – courant nous fournit des éléments sur la résistance interne du composant, alors que la caractéristique puissance – courant montre la quasi-linéarité de la variation de la puissance optique émise en fonction du courant.

La caractéristique longueur d'onde – courant montre la stabilité de la longueur d'onde émise. Vue la largeur des spectres de nos filtres colorés, nous pouvons considérer la quasi invariance de la longueur d'onde d'émission.

Enfin, la caractéristique largeur spectrale – courant montre l'élargissement du spectre de la DEL avec le courant de polarisation. Cette largeur spectrale a une influence directe sur la bande passante du composant. La plage de courant de modulation ne devra pas être trop large, entre 20 et 40 mA suivant le point de polarisation choisi.

IV.B.1.b. Les DEL des *media-converters* Ethernet de marque Diemount

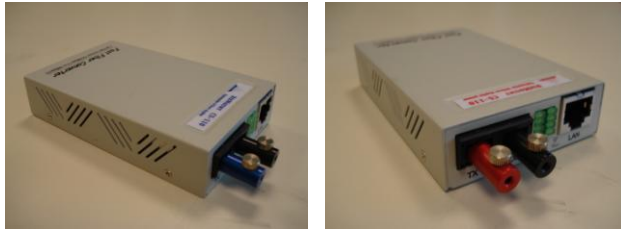


Figure 50 : Convertisseur Fast Ethernet pour fibre plastique, de marque Diemount, émettant aux longueurs d'onde bleue (gauche) et rouge (droite)

Nous possédons des modules convertisseurs Fast Ethernet cuivre – fibre plastique, ou *media-converters*, du même fabricant (Diemount). Les émetteurs incorporés fonctionnent aux longueurs d'onde bleue et rouge (figure

50). Les modules sont équipés de photorécepteurs possédant une large bande spectrale. Nous avons caractérisé leurs performances, en termes de puissance émise par l'émetteur de type DEL et de sensibilité du photorécepteur, pour chacune des deux longueurs d'onde. Ces résultats sont rassemblés dans le tableau 21. Ces deux paramètres permettent d'établir le

	Largeur du spectre (nm)	Puissance émise (dBm)	Seuil de détection (dBm)	Budget de la liaison (dB)
464 nm	31,5	0,5	-17	17,5
655 nm	28,5	-2	-22	20

Tableau 21 : Caractéristiques des émetteurs-récepteurs Diemount

budget de la liaison, pour chaque longueur d'onde. Le graphique de la figure 51 montre les spectres de ces deux sources. Nous avons réalisé un prototype avec une DEL jaune, insérée dans un module à la place de la DEL initiale. Son spectre a été rapporté sur le graphique de la figure 51. Cette DEL émet moins de puissance et ne garantit le débit 100 Mbit/s que pour une liaison de longueur inférieure à 10 mètres. Le circuit électrique ne fournit pas le courant de polarisation optimal pour cette DEL. Des mesures ont montré que la DEL bleue et rouge sont soumises, respectivement, à un courant de polarisation égal à environ 14 et 17 mA. Leur bande passante est de l'ordre de 30 MHz, pour un signal électrique modulant d'une puissance inférieure à -12 dBm. Soumise à un courant de polarisation proche de 60 mA et à un signal électrique modulant d'une puissance comprise entre -6 et 0 dBm, la bande passante de la DEL rouge peut atteindre 70 MHz. Dans les mêmes conditions, la bande passante de la DEL bleue plafonne à environ 40 MHz. Même si elles proviennent du même fabricant, ces DEL ont des

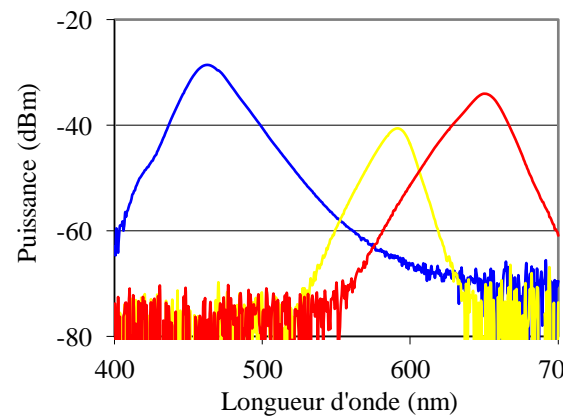


Figure 51 : Spectres des sources Diemount

caractéristiques, en termes de puissance émise et de bande passante, bien différentes de celles avec *pigtail* étudiées précédemment.

IV.B.1.c. Les DEL du système éducatif Optoteach

La société allemande HarzOptics commercialise un système éducatif, nommé Optoteach [41], destiné à appréhender la manipulation la fibre plastique PMMA à gros cœur et à expérimenter et caractériser un système WDM. Nous l'avons déjà présenté dans ce chapitre. Il est composé de plusieurs produits dont des DEL bleue, verte et rouge. Elles sont à faible bande passante et sont intégrées dans un système de communication bas débit destiné à la transmission de signaux analogiques vidéo en bande de base. Leur puissance et longueur d'onde émises ont été mesurées dans notre laboratoire. Les résultats sont inscrits dans le tableau 22 et les spectres des trois DEL sont visibles sur le graphique de la figure 52.

DEL	Courant de polarisation (mA)	Longueur d'onde du pic (nm)	Puissance émise (dBm)
Bleue	16	465	-6,1
Verte	30	518	-7,1
Rouge	14	643	-4,7

Tableau 22 : Caractéristiques des DEL du produit Optoteach

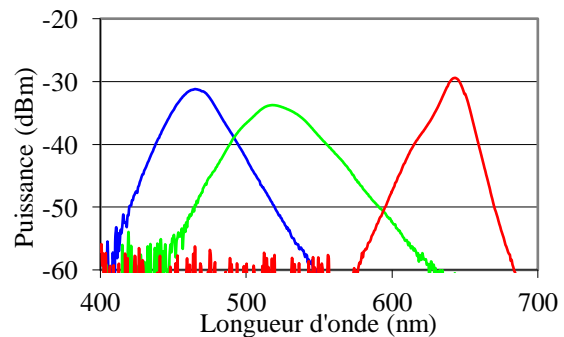


Figure 52 : Spectre des DEL du produit Optoteach

IV.B.1.d. Les DEL insérées dans des modules SFP

Les modules SFP (*Small Form-Factor Pluggable*) optiques sont des équipements de télécommunications permettant également de convertir un signal électrique en un signal optique, et inversement. Ils sont très présents sur de nombreux équipements réseau, constituant des interfaces modulaires pour une connexion aisée sur différents types de



Figure 53 : Des modules SFP 100 Mbit/s mono-fibre de marque Diemount (gauche) et bi-fibre de marque Infineon (droite)

supports. Ainsi, un réseau Ethernet peut être constitué de tronçons en cuivre et d'autres en fibre optique. Les SFP pour fibre plastique sont aujourd'hui exclusivement spécifiés pour des réseaux

Ethernet. Il existe aussi, par exemple, des SFP pour fibre silice utilisés pour la transmission de signaux vidéo. Deux SFP, de marques différentes (Diemount et Infineon), sont représentés sur les photographies de la figure 53. Le premier est mono-fibre grâce à l'intégration, au niveau du connecteur optique, d'un coupleur 1×2 reliant la fibre à l'émetteur et au récepteur. Le second modèle est bi-fibre. Les deux fournisseurs proposent des SFP aux deux longueurs d'onde bleue et rouge.

Des sources de type DEL, de différentes marques, ont été caractérisées car leur utilisation dans les systèmes à base de fibre plastique PMMA présentait a priori de sérieux avantages par rapport à d'autres types de source. Leur étude a révélé quelques inconvénients :

- Leur bande passante est limitée et ne permet que des débits maximum de l'ordre de 100 Mbit/s, sans avoir recours à des techniques de modulations avancées. L'application visée requiert un débit dix fois supérieur.
- La puissance optique émise par les DEL est restreinte. La portée de liaisons simples point à point à base de DEL est limitée à 100, voire 50 mètres.

Un certain nombre d'études sur la fibre plastique ont alors montré l'intérêt de l'utilisation de sources de type diode laser, tels que des VCSEL rouges [53]. En effet, leur bande passante est bien supérieure à celle des DEL. Ces sources peuvent aisément produire un débit de l'ordre du Gbit/s. Leurs caractéristiques d'émission sont bien meilleures avec des puissances optiques généralement supérieures au mW. En contrepartie, la sécurité oculaire n'est plus garantie. Un système à base de fibre plastique et de diode laser ne peut plus être qualifié de *Do-It-Yourself* et perd son intérêt principal. L'objet de cette thèse n'est alors pas d'étudier ces types d'émetteur pour la fibre plastique. Mais les DEL garantiront-elles le budget optique minimum requis ?

Tous les composants nécessaires à la réalisation d'une liaison WDM sur fibre plastique ont été présentés et caractérisés dans cette partie. La partie suivante propose de réunir les caractéristiques les plus pertinentes afin d'établir les bilans de liaison correspondants.

V. Le bilan de liaison WDM sur fibre plastique

V.A. Le multiplexage à base de coupleurs et de filtres

Nous nous intéressons, dans cette partie, à une liaison WDM à deux canaux, bleu et rouge. Le système est alors composé de deux liaisons point à point (unidirectionnelles), une pour la longueur d'onde bleue, l'autre pour la rouge. Les composants actifs choisis pour ces liaisons sont les *media-converters* de marque Diemount, dont les budgets optiques ont été calculés et présentés dans le tableau 21. Le tableau 23 ci-dessous rappelle les pertes d'insertion de chaque élément choisi pour réaliser l'infrastructure proposée.

Canal	Coupleur 1×2 « Ratioplast »		Filtre coloré « Roscolux »	Connexion « Ratioplast » F-05 avec raccord	Fibre (50 m)
	n°1 en mode <i>combiner</i>	n°3 en mode <i>splitter</i>			
Bleu	5,2	5,3	2,2	3	7,5
Rouge	5,6	5,7	2,4	2,5	7,5

Tableau 23 : pertes d'insertion moyennes des éléments de l'infrastructure

La liaison est réalisée telle que le montre le schéma de la figure 54.

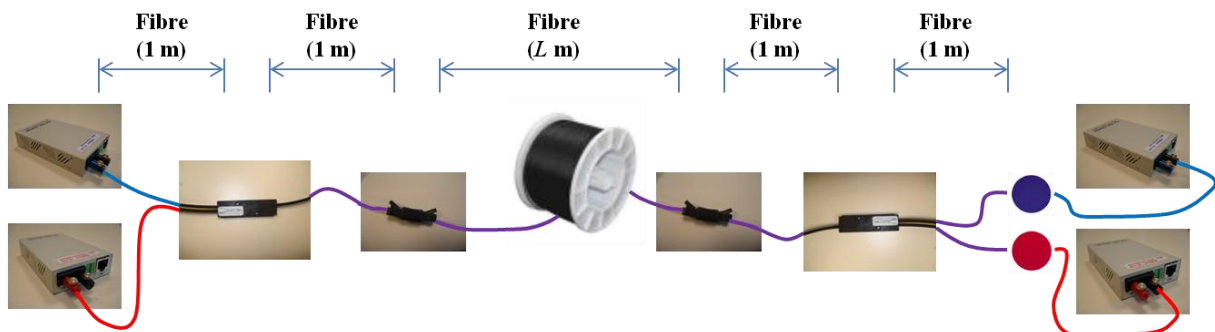


Figure 54 : Schéma de la liaison WDM à deux canaux sur fibre plastique PMMA

Le coupleur n°1 de marque Ratioplast est choisi comme premier composant passif connecté aux sources des convertisseurs de media car il présente les plus faibles pertes d'insertion $p_{combiner}$ en mode *combiner*. On rappelle que les coupleurs 1×2 de Ratioplast possèdent un

mètre de fibre sur chaque port. Ces *pigtails* présentent des pertes par atténuation du signal lumineux, déjà incluses dans les pertes d'insertion du coupleur 1×2. La longueur totale des *pigtails* sera prise en compte dans la longueur de la liaison.

Les pertes causées par la connexion du coupleur aux sources sont incluses dans la puissance optique mesurée à la sortie du module émetteur.

Ensuite, le coupleur *combiner* 2×1 est connecté à une longueur L de fibre plastique PMMA via une connexion complète avec deux connecteurs F-05 de marque Ratioplast et d'un raccord. Les pertes d'insertion $p_{\text{connexion}}$ de cette connexion complète sont issues du graphique de la figure 47. Cette connexion est aussi utilisée pour relier la fibre au coupleur *splitter* n°3 de Ratioplast, dont les pertes d'insertion sont p_{splitter} . Ce dernier est ensuite relié aux filtres colorés. Un micro-positionneur est utilisé pour réaliser une connexion bout-à-bout optimisée entre le *pigtail* du coupleur et un court tronçon de fibre relié au module récepteur, et entre lesquels le filtre mince coloré est inséré. Les pertes d'insertion p_{filtre} de ce système sont celles du filtre et d'une connexion bout-à-bout (3 et 2,5 dB respectivement à 450 et 650 nm).

Le bilan des pertes totales P de la liaison s'écrit, en dB :

$$P(\lambda) = p_{\text{combiner}}(\lambda) + 2 \times p_{\text{connexion}}(\lambda) + p_{\text{splitter}}(\lambda) + p_{\text{filtre}}(\lambda) \quad [2.1]$$

Les pertes par atténuation de la fibre ne sont pas intégrées dans ce terme P . La longueur maximale de fibre L est déduite de la condition de bon fonctionnement du système, qui s'écrit :

$$B(\lambda) \geq P(\lambda) + L \times a_{\text{fibre}}(\lambda) + M \quad [2.2]$$

B est le budget optique de la liaison, M la marge du système, souvent choisie supérieure à 3 dB et a_{fibre} l'atténuation linéique de la fibre plastique en dB/km.

Après calcul, les pertes totales P de la liaison sont égales à 18,7 dB aux deux longueurs d'onde 450 et 650 nm alors que le budget optique est respectivement de 17,5 et 20 dB.

Bien que la liaison comprenne déjà 4 m de fibre (provoquant une perte d'environ 0,6 dB), les pertes totales de la liaison sont supérieures d'environ 1 dB au budget optique du canal bleu. Cette liaison ne permet aucune communication. Insérer un liquide d'indice dans les connexions complètes « Ratioplast » permettrait de diminuer ces pertes totales d'environ 2×1 dB et ainsi rendre la liaison fonctionnelle jusqu'à environ 6 m de fibre supplémentaire.

Après avoir optimisé les deux connexions et rajouté 6 m de fibre, les pertes totales de la liaison dédiée au canal rouge sont maintenant réduites à 17,6 dB pour un budget optique de 20 dB. Ainsi 2,4 dB peuvent être consacrés soit à la marge du système, soit à insérer jusqu'à environ 15 m de fibre, sans modifier la longueur de la liaison bleue, ce qui n'est évidemment pas très commode.

Une liaison WDM à deux canaux a donc été conçue, théoriquement, pour des longueurs d'environ 10 et 25 m respectivement à 450 et 650 nm. En pratique, après réalisation des deux liaisons bleue et rouge de même longueur, nous avons vérifié que la double communication (2×100 Mbit/s) n'est permise que pour une longueur totale inférieure ou égale à 10 m.

V.B. D'autres structures pour la fonction de multiplexage

Le bilan de liaison est primordial, car souvent critique, lors de la conception d'un système à base de fibre plastique PMMA à gros cœur. Le budget optique permis par les émetteurs/récepteurs disponibles sur le marché aujourd'hui est limité à environ 20 dB (équivalents à 130 m maximum de fibre). La portée de notre système résidentiel doit être environ 50 m, soit une perte apportée par la fibre d'environ 7,5 dB. Le système doit, en plus, avoir une marge de presque 3 dB. Alors, si d'autres composants passifs doivent être insérés dans la liaison, comme c'est le cas pour un système WDM, les pertes totales supplémentaires ne doivent pas dépasser 10 dB. Compte tenu des pertes d'insertion apportées par des composants tels que les coupleurs, les filtres et les connexions, la configuration choisie pour notre système n'est pas adaptée.

L'infrastructure choisie doit être constituée de composants de multiplexage et démultiplexage à plus faibles pertes d'insertion. Le prisme et le réseau de diffraction sont également des composants permettant de réaliser les fonctions de séparation et de combinaison des signaux lumineux de longueurs d'onde différentes [54] mais au prix d'un coût nettement plus élevé.

Le prisme dévie un faisceau polychromatique incident dans des directions différentes fonction de la longueur d'onde. Il convient ensuite de focaliser chaque faisceau, à l'aide d'une lentille,

dans différentes fibres distinctes. L'utilisation de ce composant nécessite un assemblage de précision. Les moyens de notre laboratoire ne nous le permettent pas.

Il existe des études sur la liaison WDM sur FOP à base de prisme. Un prototype de multiplexage (et de démultiplexage), tel que celui montré par la photographie de la figure 55 [44], présente des pertes d'insertion égales à 2,52, 2,14 et 1,8 dB respectivement aux

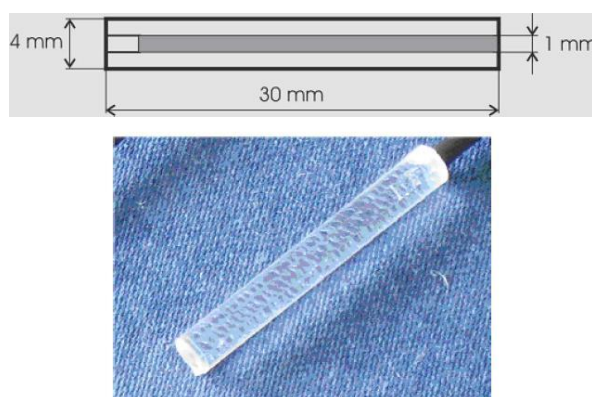


Figure 55 : prototype de multiplexeur – démultiplexeur à base de prisme [44]

longueurs d'onde 480, 530 et 660 nm, selon les auteurs. Cependant le composant montré sur cette photographie ne semble pas représenter un système de multiplexage ou de démultiplexage complet. Ce prototype est à coupler à N sources, fibres ou récepteurs et présentera des pertes supplémentaires. Il reste néanmoins un produit de laboratoire, qui n'est aujourd'hui pas commercialisé.

Une autre solution consiste à concevoir un système basé sur un réseau de diffraction. Tout comme le prisme, le réseau diffracte un faisceau polychromatique. Son utilisation nécessite également une mécanique de précision. Ce composant est aussi largement répandu sur le marché. Des études sur les systèmes WDM sur FOP, à base du réseau de diffraction, ont été menées dans le cadre du projet européen POF-PLUS. Les pertes estimées d'un tel multiplexeur sont de l'ordre de 7 dB [55]. Deux de ces composants sont nécessaires à chaque extrémité de la liaison. Le budget de liaison est alors encore une fois dépassé.

VI. Une alternative : la fibre en polymère perfluoré

En 1995, des chercheurs de l'Université de Keio ont développé une autre fibre plastique : la fibre en polymère perfluoré (PF, *PerFluorinated*) ou constituée du polymère fluoré dopé appelé commercialement le CYTOP® (*CYclic Transparent Optical Polymer*) [19]. En 1997, cette fibre, commercialisée par la société Asahi Glass, présente beaucoup moins de pertes que la fibre PMMA. Elle n'est cependant pas utilisée dans la même plage de longueurs d'onde. La fibre PF est utilisée dans les fenêtres de longueurs d'onde 0,8 et 1,3 μm , comme la fibre multimode silice. Dès ses débuts, ses performances en termes de débit sont aussi nettement supérieures par rapport à la fibre PMMA, notamment grâce à son profil en gradient d'indice : 2,5 Gbit/s sur 200 m avec un laser Fabry-Pérot émettant à 1,3 μm . Deux ans plus tard, en 1999, une liaison atteignant un débit de 11 Gbit/s est réalisée sur 100 mètres de fibre PF Lucina™, commercialisée par la société Asahi Glass. En 2005, un autre fabricant de fibres plastiques, Chromis FiberOptics, annonce la commercialisation de sa propre fibre PF.

Les paramètres des fibres plastiques PF, toujours à gradient d'indice, sont, comme les fibres PMMA, définis par le standard IEC CEI 60793-2-40 : 2009. Ces fibres appartiennent aux catégories A4f à A4h. Les principaux paramètres sont répertoriés dans le tableau 24.

Catégorie			A4f	A4g	A4h
Diamètre	cœur	μm	200	120	62,5
	gaine optique		490	490	250
Atténuation	@ 650 nm	dB/km	≤ 100	≤ 100	
	@ 850 nm		≤ 40	≤ 33	≤ 33
	@ 1300 nm		≤ 40	≤ 33	≤ 33
Pertes par courbure		dB/10 tours	$\leq 1,25$	$\leq 0,6$	$\leq 0,25$
Bande passante	@ 650 nm	MHz.100m	≥ 800	≥ 800	
	@ 850 nm		1500 – 4000	1880 – 5000	1880 – 5000
	@ 1300 nm		1500 – 4000	1880 – 5000	1880 – 5000
Ouverture numérique			0,19	0,19	0,19

Tableau 24 : Standards IEC pour la fibre PF

La fibre PF présente des caractéristiques optiques nettement améliorées par rapport à la fibre PMMA tant au niveau de l'atténuation qu'au niveau de la bande passante. Le polymère

perfluoré a une faible atténuation pour les longueurs d'onde infrarouges car il n'a pas, dans sa structure chimique, de liaison C-H (carbone – hydrogène), très absorbante à ces longueurs d'onde [56].

Nous nous sommes procurés quelques fibres PF, en réalité très peu répandues sur le marché. Nous les avons caractérisées en termes d'atténuation, telle que le montre le graphique de la figure 56, et comparées aux performances de la fibre multimode silice.

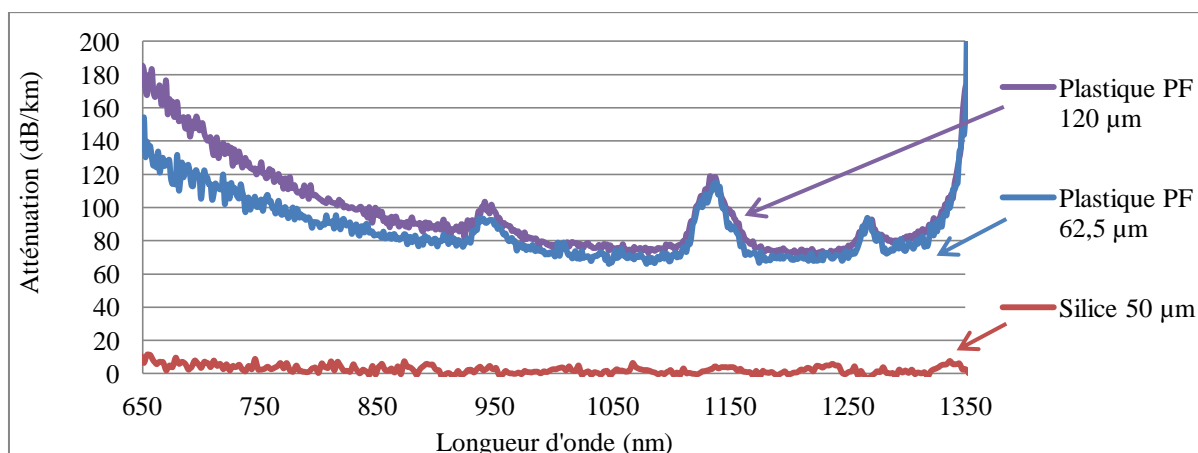


Figure 56 : Atténuation des fibres multimodes silice et plastique PF

Les courbes bleue et violette correspondent à des fibres PF dont les diamètres de cœur sont respectivement 62,5 et 120 µm. Ces fibres sont commercialisées par Chromis FiberOptics, dont les principales spécifications sont résumées dans le tableau 25.

Diamètre	cœur	µm	62,5	120
	gaine		750	
Atténuation	@ 850 µm	dB/km	≤ 50	
	@ 1300 µm		≤ 50	
Pertes par courbure		dB/10 tours (rayon 25 mm)	≤ 0,35	≤ 0,6
Bande passante	@ 850 nm	MHz.km	≥ 500	
Ouverture numérique			0,185	

Tableau 25 : Spécifications des fibres GigaPOF-62LD et -120LD commercialisées par Chromis FiberOptics

Nos mesures sont un peu différentes en termes d'atténuation, du fait probablement de pertes supplémentaires au niveau des connexions. Une multitude d'études la concernant montre l'intérêt de son utilisation pour des applications de télécommunications. Ses limites sont sans

cesse repoussées, comme le montre le tableau 26 répertoriant quelques performances, en termes de produit débit – distance, obtenues ces dernières années.

Année	Débit (Gbit/s)	Distance (m)	Source optique	Diamètre de cœur (μm)	Modulation	Référence
1997	2,5	200	1,3 μm			[25], [56]
1998	5	200	1,31 μm			[25], [56]
	2,5	300	FP 645 nm	170		[25], [56]
	2,5	550	DFB 1,31 μm	130		[25], [56]
1999	2,5	550	VCSEL 840 nm	130		[25], [56]
	11	100	FP 1,3 μm	130		[25], [56]
	7	80	VCSEL 950 nm	155		[25], [56]
	3λ*2,5	200	645, 840, 1300 nm			[25], [56]
2000	2λ*2,5	456	840, 1300 nm			[25], [56]
2001	1,25	990	840 nm			[25], [56]
2002	1,25	1006	1,3 μm			[25], [56]
2003	2,5	144	850 nm			[25], [56]
	0,125	540	VCSEL 850 nm			[25], [56]
2007	40	50	1,55 μm		NRZ-OOK	[57]
	40	100		130	RZ-DPSK et RZ-OOK	[57]
2008	43	100	1,55 μm		NRZ-OOK	[57]
	40	100	1,3 μm	50	NRZ-OOK	[57]

Tableau 26 : Performances obtenues avec la fibre PF

Depuis 2008, une réflexion a été menée, au sein d'Orange Labs, sur le scénario d'un réseau résidentiel multiservice pour lequel la fibre PF constituerait un support adapté, en termes de compromis entre la mise en œuvre du support et les performances requises. Aujourd'hui avec la fibre PF, il existe cependant très peu de fonctions optiques associées comme les coupleurs et les filtres. Donc, pour évaluer les potentialités de cette fibre dans une architecture passive N×N, la démarche aurait nécessité d'étudier la compatibilité de cette fibre avec des composants développés pour la technologie multimode silice. Mais compte tenu, d'une part, des difficultés à se procurer cette fibre, et, d'autre part, du manque de soutien par le marché actuel, nous avons choisi de ne pas l'intégrer dans cette étude. Les travaux de thèse se sont alors poursuivis autour de la fibre multimode silice.

VII. Conclusions et perspectives

L'état de l'art des systèmes WDM sur FOP a permis de concevoir et de réaliser la structure de la liaison étudiée. Chaque composant de la liaison a été caractérisé et le bilan de liaison a été établi. Celui-ci a montré les performances très limitées de tous les composants de la liaison, en particulier celles du coupleur, en termes de pertes d'insertion. Une liaison réalisée avec seulement deux canaux, sur moins de 10 mètres, a permis de fournir un débit de seulement 2×100 Mbit/s. Au-delà de cette portée, le budget optique de la liaison n'est plus suffisant.

D'autres structures de liaison WDM sur FOP ont été proposées et étudiées par d'autres équipes de recherches. Les solutions à base de prisme ou de réseau de diffraction montrent également des performances très réduites de la liaison en raison des fortes pertes d'insertion du composant principal de multiplexage de la liaison.

Quelle que soit la structure de la liaison, notre étude, ainsi que celle d'autres équipes de recherche dans le monde, a montré que l'utilisation de la technique WDM n'est pas une solution viable aujourd'hui pour augmenter les performances des systèmes à base de fibre plastique. Elle l'est d'autant moins que de nouveaux systèmes, existant jusqu'à maintenant sous forme de prototypes, permettent de réaliser des liaisons à 1 Gbit/s sur plus de 50 m avec une seule longueur d'onde, soit avec une seule source optique. Ce produit, similaire à celui déjà proposé par Orange avec un débit de 100 Mbit/s, devrait être disponible sur le marché au cours de cette année 2012.

L'étude de l'amélioration des performances des systèmes à base de fibre plastique doit alors aujourd'hui se porter vers des systèmes mono-longueur d'onde. Ses performances dépendront alors des avancées technologiques sur les sources optiques ou bien sur les systèmes électroniques d'extrémité permettant de fournir notamment des modulations à haute efficacité spectrale.

Ce travail a été réalisé au cours de la première année de thèse. Les résultats exposés et l'analyse des limitations intrinsèques des fibres polymère, ainsi que le manque, sur le marché, de composants dédiés à cette technologie de fibre pour réaliser un système WDM nous ont alors conduits à poursuivre l'étude sur les architectures basées sur la fibre multimode silice.

Chapitre 3 :

Architectures basées sur la fibre multimode silice : expérimentations

I. Introduction

Le choix d'utilisation de la technologie WDM sur fibre multimode est justifié si les composants sont compacts, à faible coût et, évidemment, compatibles avec la technologie de fibre étudiée. Ainsi le système doit s'affranchir des fonctions d'isolation optique, de stabilisation en température et donc l'espacement entre canaux ne doit pas être étroit, d'où l'emploi souhaité du CWDM, technologie WDM aux contraintes relâchées sur l'espacement entre canaux. Il s'agit d'une norme qui s'applique aux longueurs d'onde entre 1270 et 1610 nm. L'objet de cette thèse est tout d'abord de montrer la faisabilité du RLD en technologie multimode puis d'apporter les briques de base pour l'extension de la norme à la fenêtre de longueurs d'onde autour de 850 nm afin de diminuer les coûts du système.

L'étude des architectures basées sur la fibre multimode silice est répartie sur les deux prochains chapitres. L'un expose les expérimentations préliminaires révélant des phénomènes physiques inhabituellement rencontrés avec le coupleur étoile à base de fibre multimode. L'autre chapitre sera consacré à l'étude théorique de ces phénomènes.

Dans ce chapitre, la structure du réseau est tout d'abord brièvement rappelée. Elle permet d'introduire les composants utilisés.

Ensuite, toutes les applications implémentées seront présentées. Elles s'appuient sur les topologies présentées au chapitre 1. Des architectures portant des services encapsulables sous Ethernet ou IP sont tout d'abord proposées et réalisées, puis des services supplémentaires spécifiques sont implémentés sur le même réseau.

Afin de connaître la marge du système, les bilans de liaisons seront alors présentés, établis après caractérisation de tous les composants de la chaîne de transmission. Ils attesteront, en plus de la vérification expérimentale, du bon fonctionnement des services implémentés.

Dans cette partie, nous découvrirons notamment le comportement du coupleur $N \times N$, en fonction des différentes sources optiques utilisées, avec une uniformité de la puissance en sortie très dégradée dans certains cas.

Dans une dernière partie, quelques solutions, vérifiées expérimentalement, seront proposées afin de s'affranchir du problème observé.

II. L'étoile passive multiformat implémentée

II.A. La structure

Une étoile passive multiformat, telle qu'elle a été présentée au chapitre 1, est réalisée dans notre laboratoire. Sa structure est tout d'abord succinctement rappelée ce qui permettra ensuite d'introduire les composants utilisés pour l'implémentation de services sur le réseau domestique. Sa configuration est une étoile passive, réalisant une fonction « *Broadcast & Select* » :

La fonction « *Broadcast* » est réalisée grâce à un coupleur optique passif $N \times N$ placé au centre de la structure optique transparente. Il est connecté à des terminaux optiques localisés dans les différentes pièces de la maison (figure 57). Cette architecture requiert une fibre par sens de transmission, les terminaux sont donc reliés au coupleur via un câble bi-fibre. Grâce au coupleur $N \times N$, un signal injecté (d'un émetteur Tx) à une de ses entrées est diffusé vers toutes ses sorties. Chaque sortie contient donc la somme des signaux injectés, éventuellement à différentes longueurs d'onde. Ainsi, cette architecture pleinement connectée peut permettre à tous les équipements de communiquer entre eux.

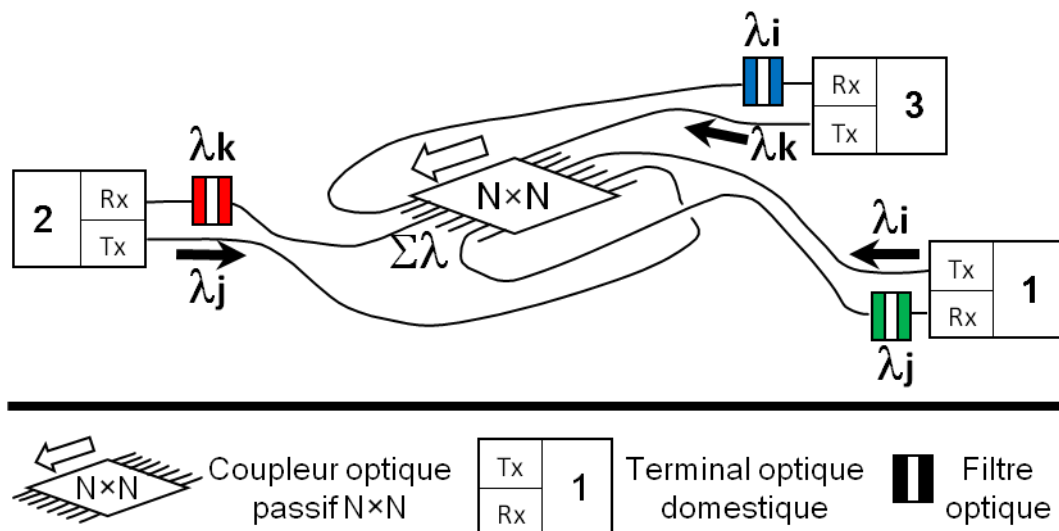


Figure 57 : Structure du réseau étoile

La fonction « *Select* » réalise la séparation des signaux de formats incompatibles (numériques et analogiques). Elle s'effectue grâce à l'utilisation de la technologie CWDM. Des filtres, de type OADM (*Optical Add and Drop Multiplexer*), sont placés en amont des récepteurs (Rx) et permettent de sélectionner la longueur d'onde portant l'application désirée.

L'association des deux fonctions, ou la combinaison d'une structure optique transparente avec la technologie CWDM, permet d'émuler simultanément les différentes topologies, déjà présentées au chapitre 1 : point à point, point à multipoint, multipoint à multipoint ou encore l'anneau.

II.B. Les composants

Le réseau est implémenté avec la fibre multimode silice à gradient d'indice de diamètre de cœur et de gaine 50/125 μm . Tous les composants utilisés (coupleurs et filtres) sont conçus à base de cette même fibre.

Le coupleur $N \times N$ utilisé est un coupleur 8×8 , ce nombre de ports permettant une connectivité suffisante dans une habitation tout en maintenant des pertes d'insertion raisonnables vis-à-vis des budgets optiques disponibles. L'observation au microscope révélera que ce composant a été fabriqué selon la technologie de fabrication fusion – étirage.

Ce coupleur, commercialisé par la société française Absys (coût d'environ 300 euros) est spécifié pour les deux fenêtres de longueurs d'onde télécoms centrées autour de 850 et 1300 nm. Le taux de couplage est équilibré. Le fabricant précise également que ses pertes d'insertion sont comprises entre 9 et 11,5 dB, pour toutes les combinaisons de ports entrée – sortie, dans des conditions d'injection optimales c'est-à-dire par excitation saturée des modes de la fibre. Dans ces conditions, l'uniformité de la puissance en sortie est meilleure que 3 dB.

Le coupleur est inséré dans un boîtier, disposant pour chaque port d'un tronçon de fibre de longueur 50 cm terminé par des connecteurs de type SC/PC. Tous les autres composants du réseau disposent également de ce type de connecteur pour simplifier leur assemblage.

Les filtres sont des multiplexeurs de type OADM de marque Cube-Optics (coût unitaire d'environ 380 euros), disponibles à toutes les longueurs d'onde CWDM, de 1270 à 1610 nm avec un espacement entre canaux de 20 nm. Ils permettent d'injecter (fonction *Add*) et/ou d'extraire (fonction *Drop*) un canal CWDM dans une fibre multimode. Ils sont fournis avec des tronçons connectorisés de fibre multimode, de longueur 50 cm sur chacun des quatre ports. Les pertes d'insertion sont de l'ordre de 1,5 dB.

III. Les services mis en œuvre

III.A. Les services encapsulables sous Ethernet ou IP

Deux solutions ont été proposées et décrites au chapitre 1 pour permettre l'échange, au sein de l'habitation, des données encapsulées sous Ethernet ou sous IP. La première solution est basée sur la technologie PON déployée dans les réseaux d'accès, et déclinée dans le présent contexte à l'échelle résidentielle, tandis que l'autre, issue du domaine des réseaux d'entreprise (LAN), emprunte une topologie en bus. Ces deux solutions ont été mises en œuvre et illustrées par des échanges de données entre trois ordinateurs, interconnectés au travers de l'infrastructure centrée autour du coupleur 8×8 .

III.A.1. La solution basée sur le PON

Il n'existe pas aujourd'hui d'équipements PON « simplifiés » dédiés à l'usage domestique, les expérimentations ont donc été réalisées avec un système PON développé pour le réseau d'accès. Le matériel employé répond à la norme GPON de classe B+ et fournit un budget optique compris entre 13 à 28 dB.

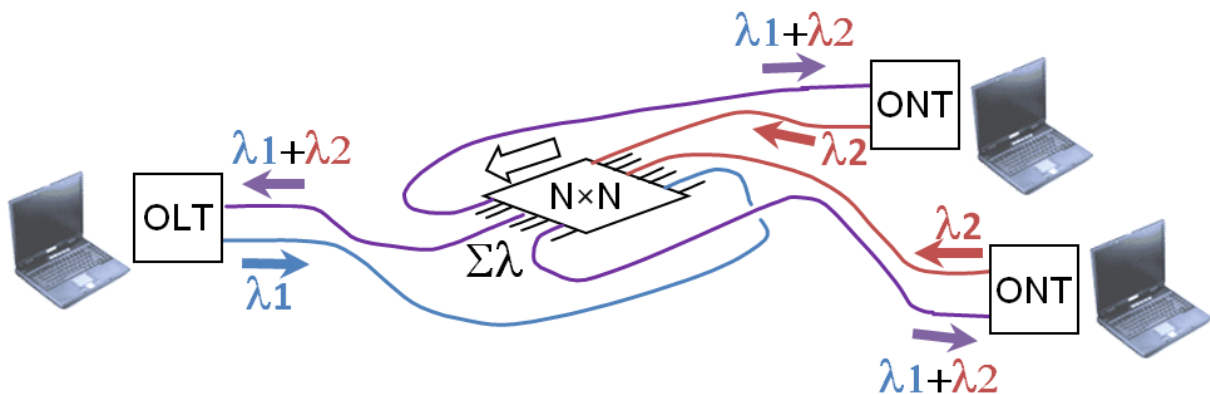


Figure 58 : Application PON

Le système PON réalisé est particulier en ce sens qu'il est « colorisé » (figure 58) : il n'utilise pas les longueurs d'onde standard définies dans la norme PON, mais des longueurs d'onde choisies dans la grille CWDM afin d'être intégrable dans un environnement WDM où de multiples longueurs d'onde seraient mises en œuvre sur la même infrastructure. L'équipement disponible au laboratoire utilise les longueurs d'onde 1530 et 1570 nm. Un avantage déterminant pour le choix de ce système était son mode de réalisation laissant accès aux fibres d'émission et de réception, alors que les équipements habituels restent monofibre jusqu'au module optique intégré combinant duplexage, émission et réception optiques, empêchant

toute adaptation pour des besoins spécifiques liés aux études d'architectures menées dans notre laboratoire. Comme cet équipement possède des tronçons de fibre monomode, il a donc fallu trouver une solution pour le rendre compatible avec une infrastructure multimode. A notre demande, le composantier Optoway a développé des modules de type SFP acceptant le mode *burst*, et donc compatibles avec les mécanismes du PON et dédiés à la technologie de fibre multimode. Grâce à des convertisseurs de média dotés de connecteurs pour modules de type SFP, une conversion Opto-Electro-Optique (OEO) a permis de passer de la technologie monomode à la technologie multimode et inversement, tel que le décrit la figure 59. Les couleurs des technologies de fibre correspondent aux couleurs réelles de leur gaine de protection.

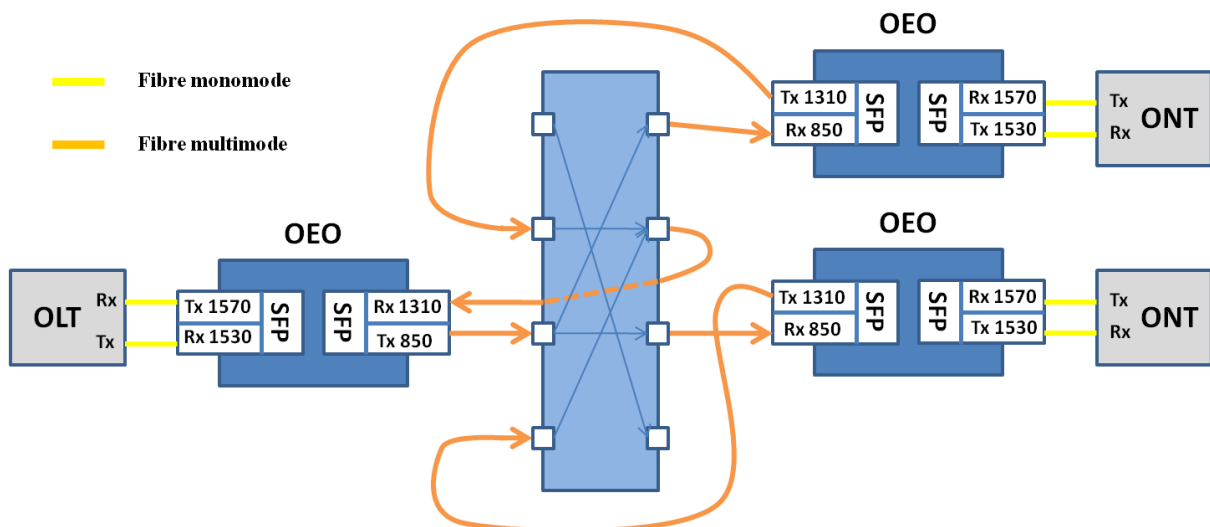


Figure 59 : Equipements pour l'application PON

Les deux longueurs d'onde 850 et 1300 nm sont habituellement dédiées aux systèmes à base de composants fabriqués en technologie multimode. Les SFP fournis fonctionnent à ces deux longueurs d'onde, chacune étant allouée à un sens de transmission. Nous ne disposons pas de filtres centrés sur ces deux longueurs d'onde et dédiés à la technologie multimode. Néanmoins, cela ne pose pas de problème, car les photodiodes utilisées, de par la réponse spectrale des matériaux qui les constituent, ne répondent chacune que dans l'une des deux fenêtres de longueurs d'onde. Le fonctionnement du système PON avec l'adaptation multimode a ainsi pu être validé. Par contre, le manque de filtre n'a cependant pas permis le fonctionnement simultané de ce service PON avec d'autres applications. Nous disposons de filtres CWDM centrés sur la longueur d'onde 1310 nm et très sélectif (largeur de bande : 20 nm). Cette longueur d'onde est habituellement utilisée dans les systèmes à base de composants fabriqués en technologie monomode. Ces filtres sont alors incompatibles avec des sources émettant à la longueur d'onde 1300 nm.

III.A.2. La solution issue des LAN

Nous disposons en revanche de tous les composants nécessaires pour la réalisation de la seconde solution proposée, issue des LAN, permettant elle aussi l'échange des données pour les services Ethernet/IP. Les protocoles aléatoires (CSMA/CD) liés à cette architecture ne permettent pas a priori de garantir le même niveau de QoS que ceux présentés précédemment. Cependant, ils ne requièrent l'utilisation que d'une seule longueur d'onde quel que soit le nombre de terminaux connectés. Cela favorise une baisse des coûts de la structure optique par rapport à celle présentée précédemment. Les expérimentations se poursuivent alors avec l'implémentation de cette architecture.

Trois ordinateurs (PC) ont été interconnectés à l'aide de prototypes de cartes Ethernet pour port PCI (*Peripheral Component Interconnect*), fournis par une société américaine, et travaillant à un débit de 100 Mbit/s (figure 60). Ces cartes embarquent le protocole CSMA/CD et sont donc bien destinées à leur implantation sur un bus optique. Les émetteurs de ces trois cartes, de type DFB, émettent à la longueur d'onde 1310 nm.

Cette application ne requiert l'utilisation d'aucun filtre si elle est la seule à fonctionner sur la structure. En revanche, des filtres, centrés sur la longueur d'onde 1310 nm, seront ensuite nécessaires pour isoler ce service Ethernet des autres applications fonctionnant simultanément.

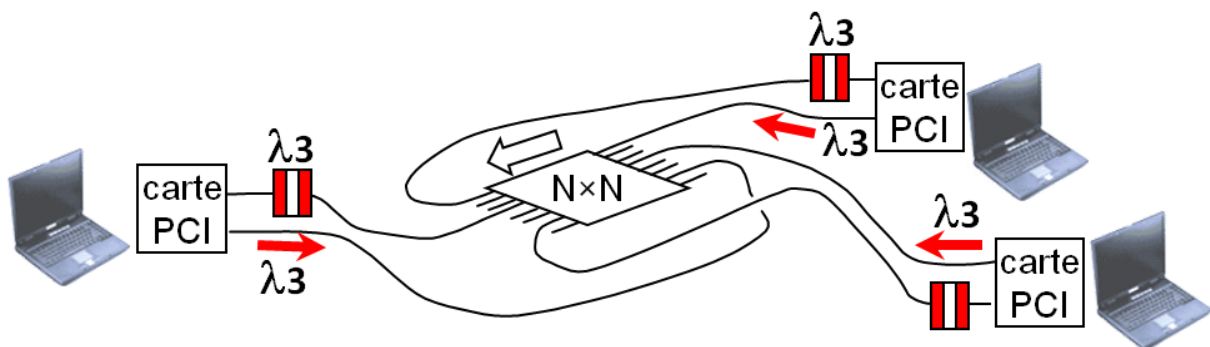


Figure 60 : Application LAN

Ce service a été vérifié grâce à la diffusion de fichiers multimédias et de fichiers de données. Des flux vidéo temps réel ont été échangés entre les trois PC mis en œuvre sur l'expérimentation, simultanément à des transferts de données de type *best effort* (transferts de fichiers hors contrainte de temps réel).

III.B. Des services spécifiques supplémentaires

Les deux précédentes applications ont été successivement réalisées autour du coupleur 8×8 . Pour des raisons de disponibilité de filtres optiques, seule l'application de type LAN a été retenue pour la suite des expérimentations. Trois autres services spécifiques, décrits dans les paragraphes suivants, ont alors été implémentés en plus du service Ethernet sur support partagé, le fonctionnement simultané de l'ensemble de ces services ayant ainsi été validé.

III.B.1. L'échange de données sur liaison point à point Gbit-Ethernet

Pour montrer la possibilité d'établir des connexions à haut débit, éventuellement ponctuelles, entre deux équipements, une liaison Gbit-Ethernet bidirectionnelle a été implémentée autour du coupleur 8×8 . Celle-ci permet des échanges de données par exemple entre un ordinateur et un disque dur distant ou encore entre deux ordinateurs. Les équipements périphériques utilisés pour valider le lien sont des testeurs de liaisons Ethernet. Ils permettent de mesurer le débit et le taux d'erreur binaire ou le taux des pertes de trames. Leurs ports d'entrée/sortie sont sous forme de connecteurs RJ-45 ou de réceptacles prévus pour recevoir des modules de type SFP. Ces derniers sont utilisés pour permettre la conversion Electro-Optique (E/O) et Opto-Electrique (O/E). Les couples de longueurs d'onde 1270 – 1290 et 1330 – 1350 nm ont été testés pour valider le bon fonctionnement du service bidirectionnel.

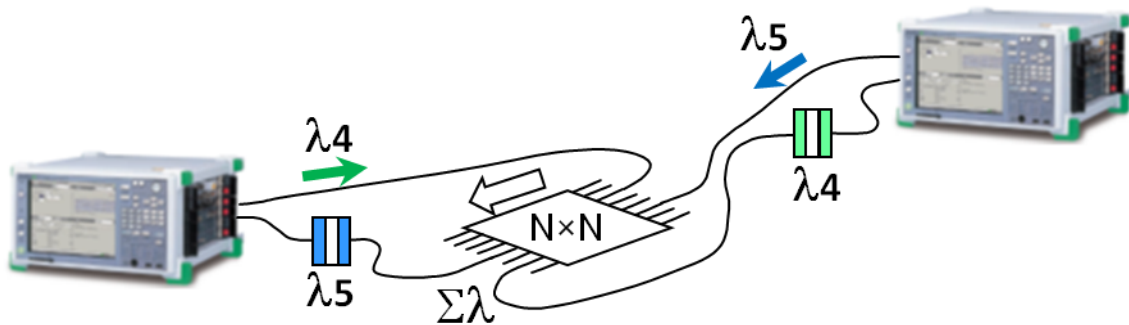


Figure 61 : Application Gbit-Ethernet

III.B.2. La diffusion de fichiers multimédias sur liaison vidéo SDI

Les services d'images jouent un rôle important parmi les services à prendre en compte dans la sphère domestique. Il faut discerner dans ce cas les différents scénarios de transfert de programmes vidéo. Dans ce paragraphe, nous nous intéressons aux flux de vidéo numérique

haute définition, en bande de base, entre un lecteur multimédia et un récepteur TV situés dans des pièces différentes de l'habitation. Ces équipements disposent d'un port de sortie de type HDMI (*High-Definition Multimedia Interface*). Nous avons alors utilisé un dispositif de conversion HDMI – SDI (*Serial Digital Interface*) permettant de « sérialiser » le signal. Le signal électrique SDI est ensuite converti en un signal optique, à l'aide de modules de type SFP dédiés aux signaux SDI, émettant à la longueur d'onde λ_6 égale à 1330 nm (figure 62).

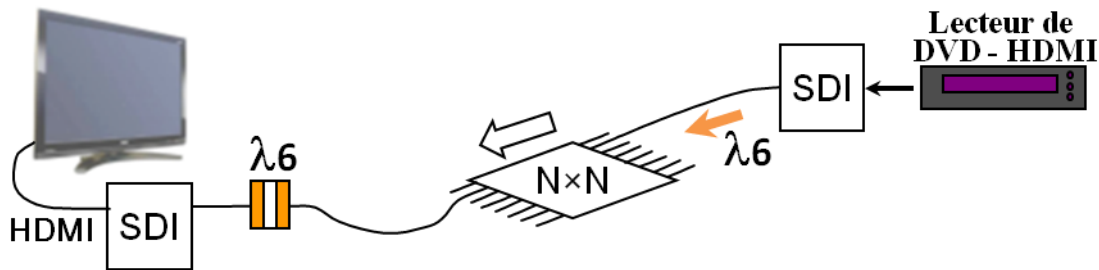


Figure 62 : Application vidéo SDI

III.B.3. La diffusion de signaux télévisés TNT

Le deuxième scénario pris en compte pour le transport de programmes vidéo s'applique à la télévision hertzienne numérique de type TNT. Il s'agit ici de diffuser les signaux issus d'une antenne de toit vers les différents récepteurs de télévision de la maison. Dans ce cas, ce n'est plus un programme numérique en bande de base qui est transporté, mais l'ensemble des porteuses RF véhiculées dans la bande UHF (de 470 à 790 MHz), ce qui correspond du point de vue transmission au transport d'un signal analogique large bande. Le service a été validé sous forme d'une liaison point à point unidirectionnelle, sachant que dans une utilisation réelle, celle-ci serait extrapolée à une liaison point à multipoint unidirectionnelle vers les différentes pièces de la maison.

Nous avons utilisé pour cela un convertisseur de média radiofréquence (CM – RF) modulant une porteuse optique à la longueur d'onde 1510 nm par le signal TV RF (figure 63). Le récepteur, placé en amont de l'écran, effectue l'opération inverse.

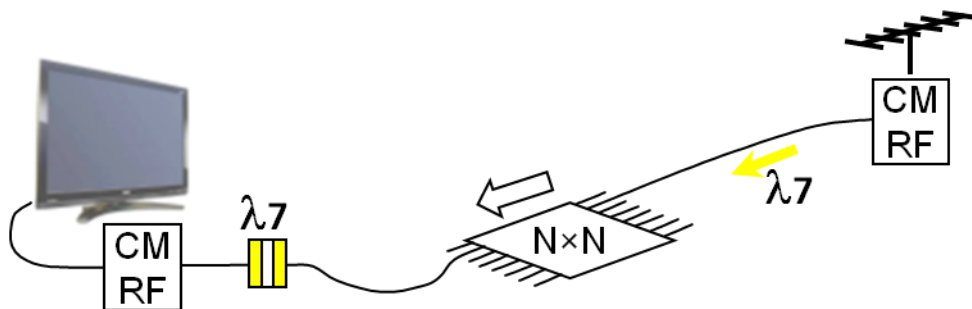


Figure 63 : Application TV

III.C. Le réseau local domestique implémenté

Les quatre dernières applications ont fonctionné simultanément autour du coupleur 8×8. L'ensemble du réseau créé est schématisé par la figure 64. Le service de base Ethernet est assuré par l'interconnexion de trois ordinateurs communiquant entre eux grâce au protocole CSMA/CD. Une liaison Gbit-Ethernet bidirectionnelle est disponible pour connecter entre eux deux équipements émettant à haut débit. Enfin deux services de diffusion de signaux vidéo ont été mis en œuvre, l'un basé sur le format HDMI, l'autre sur le format TNT RF. On note, sur ce schéma, deux écrans de télévision placés côte à côte. Chaque écran peut être positionné dans une pièce distincte de la maison, l'un recevant les signaux SDI d'un lecteur multimédia, l'autre est utilisé comme télévision. Ces deux types de signaux peuvent également être exploités dans la même pièce de la maison. Dans ce cas, un seul téléviseur peut être utilisé pour les deux applications. Les deux filtres centrés sur les longueurs d'onde λ_6 et λ_7 peuvent alors être mis en cascade sur la même prise optique. L'utilisateur choisit ensuite l'application désirée en configurant son téléviseur. La section suivante est dédiée à la caractérisation des composants utilisés.

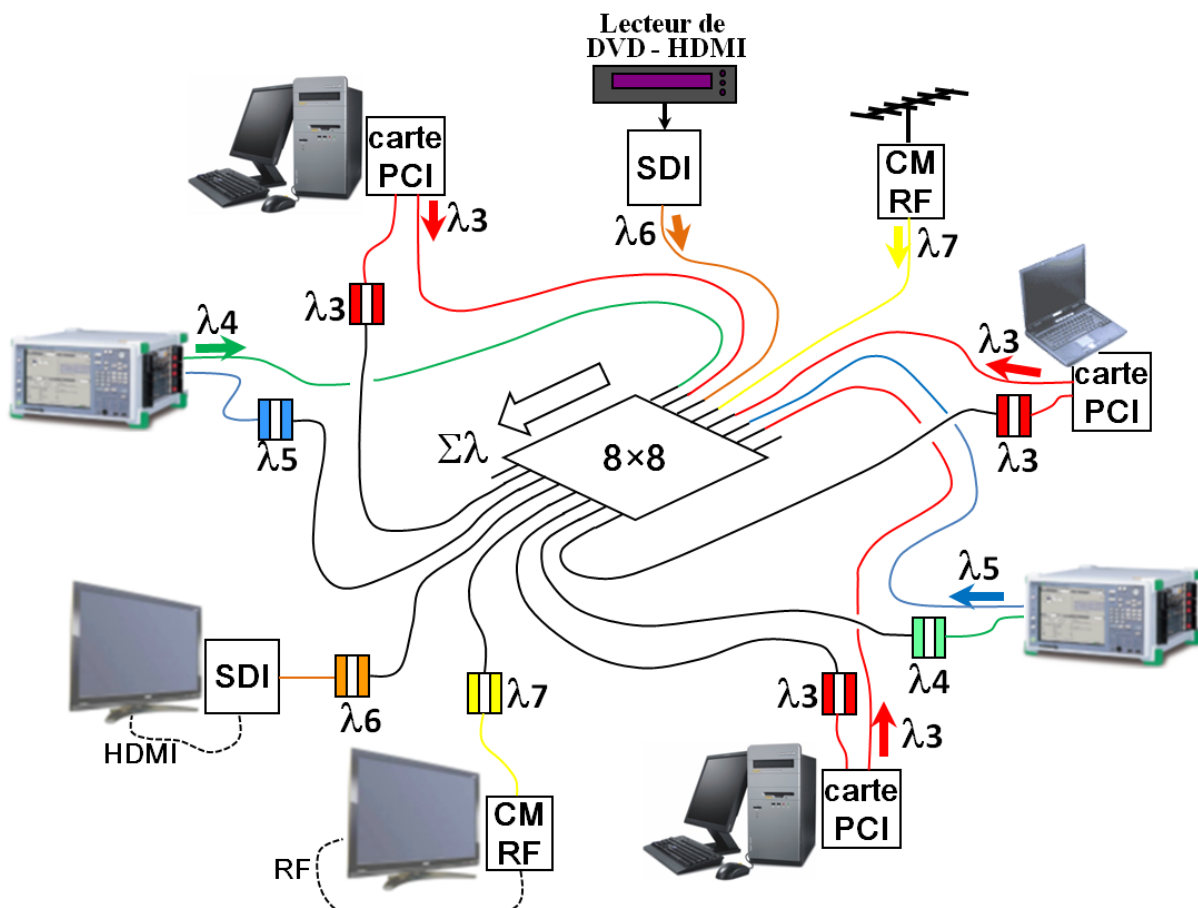


Figure 64 : Le RLD implémenté, basé sur le coupleur étoile et la fibre multimode

IV. Les résultats

Tous les composants optiques utilisés pour implémenter les différents services sont caractérisés dans cette partie. Les paramètres systèmes mesurés, en particulier les pertes d'insertion des composants passifs permettront d'établir ensuite les bilans de liaisons. Les budgets optiques, par ailleurs mesurés, seront comparés aux bilans de liaison afin de valider le bon fonctionnement de chacun des services.

IV.A. Les caractérisations des composants

Le budget optique de chaque liaison est mesuré grâce à l'insertion d'un atténuateur variable entre les deux composants actifs d'extrémité : source et récepteur. Les valeurs sont reportées dans le tableau 28 de la section IV.B dédiée aux bilans de liaison. Afin d'établir le bilan de chaque liaison, les pertes d'insertion des composants passifs de la chaîne doivent également être connus. Cette partie est consacrée à cette mesure en particulier pour les filtres et le coupleur. Chaque source optique est préalablement caractérisée en terme de longueur d'onde émise afin, d'une part, d'établir le plan d'onde du réseau et, d'autre part, pour permettre de spécifier les autres composants à la longueur d'onde appropriée.

IV.A.1. Le plan d'onde

Le service de base, dont l'architecture est issue des réseaux PON, a fonctionné seul, sans application additionnelle simultanée. Les résultats des mesures de la longueur d'onde émise par chaque source figurent alors seules sur la figure 65. On rappelle que ces sources sont incluses dans les modules de type SFP fournis par Optoway. Les spectres sont précisément centrés autour des deux longueurs d'onde 850 et 1300 nm. Ces longueurs d'onde sont les centres des deux premières fenêtres de longueurs d'onde télécoms pour lesquelles les composants à base de fibre multimode ont été développés. Le caractère modal de ces sources, a priori multimode transversal, sera confirmé dans la section consacrée à la caractérisation du coupleur.

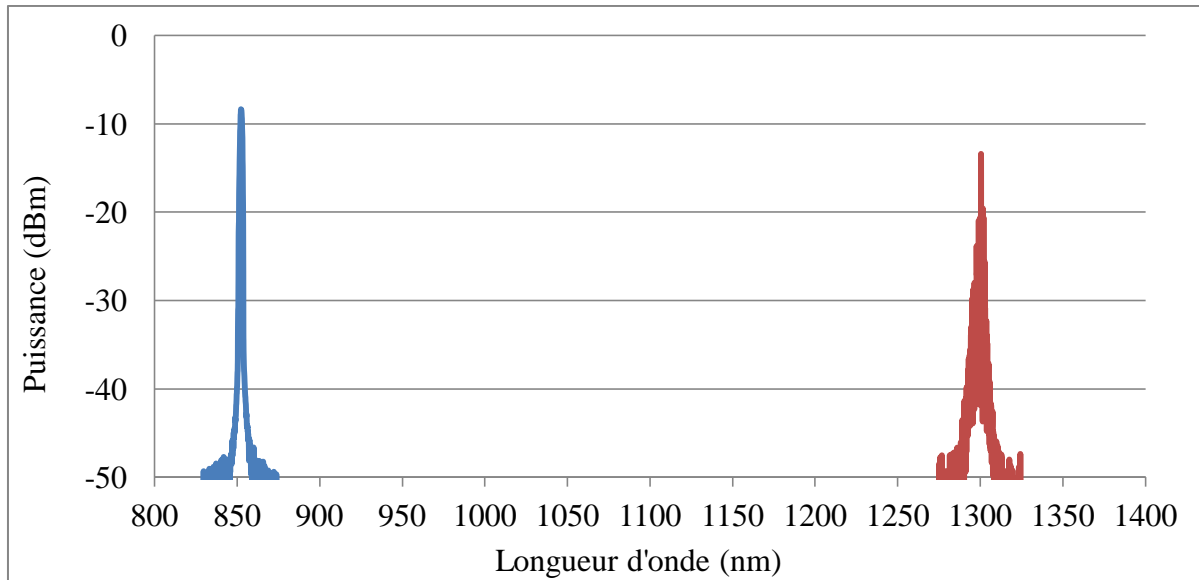


Figure 65 : Longueurs d'onde des sources des SFP PON multimodes fournis par Optaway

Les quatre autres applications ont fonctionné simultanément autour du coupleur 8×8, utilisant les cinq longueurs d'onde figurant sur le graphique ci-dessous (figure 66). Les quatre premières, de 1270 à 1330 nm, se situent sur la grille CWDM et sont concentrées dans une bande de longueurs d'onde large de 60 nm. Le convertisseur de média utilisé pour le service TV RF dispose d'une source émettant à la longueur d'onde 1510 nm très éloignée spectralement des autres. Celle-ci reste néanmoins une des longueurs d'onde de la grille CWDM.

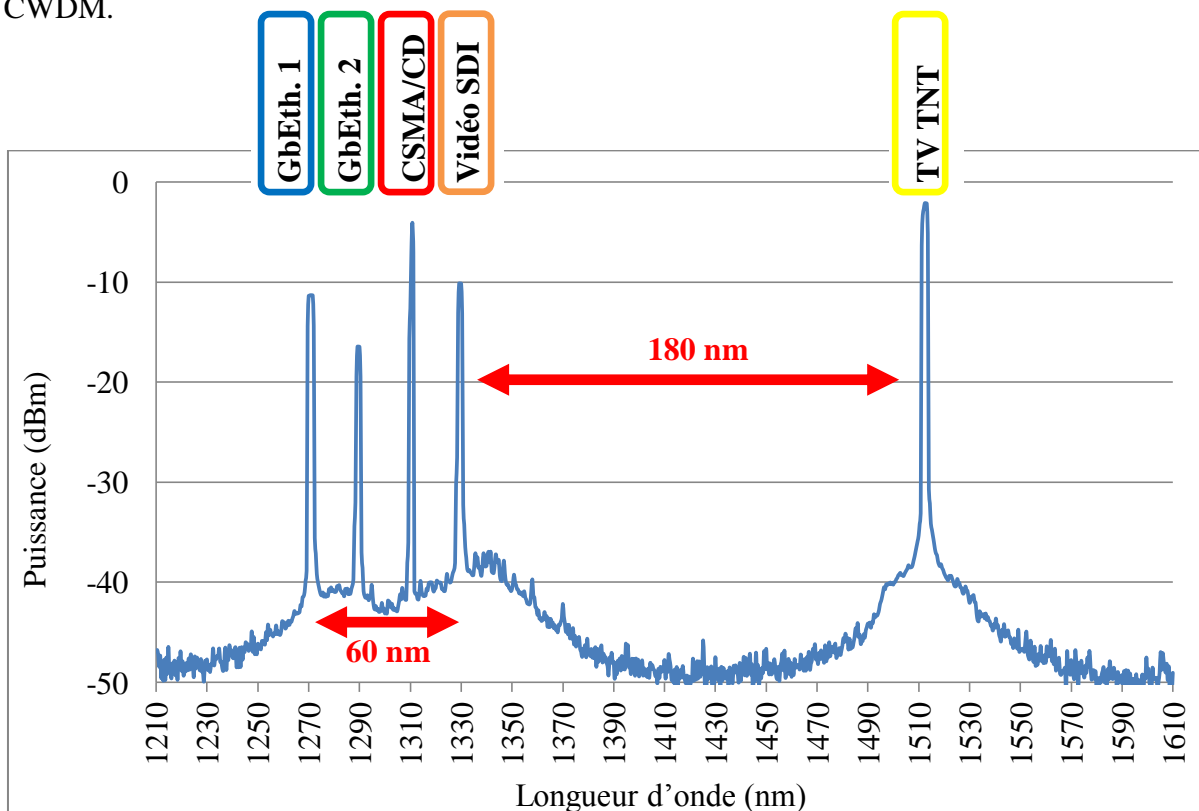


Figure 66 : Plan d'onde des services implémentés

IV.A.2. Les filtres

Les filtres utilisés sont spécifiés pour les longueurs d'onde 1271, 1291, 1311, 1331 et 1511 nm. Les réponses spectrales sont mesurées (figure 67), dans notre laboratoire, grâce à la source blanche Ando AQ4303. La bande passante des voies d'insertion et d'extraction de la longueur d'onde spécifiée est légèrement inférieure à 20 nm, correspondant à l'espacement standardisé entre canaux CWDM.

La voie E vers S (définie au chapitre 1) coupe la longueur d'onde considérée mais ne filtre pas les autres longueurs d'onde de la grille CWDM. La largeur de bande de cette voie est de l'ordre de 400 nm. Ainsi, il est possible de cascader plusieurs filtres, à différentes longueurs d'onde, sur la même prise optique de la maison afin d'utiliser simultanément plusieurs services différents au même endroit de la maison.

Il faut cependant considérer les pertes d'insertion de chaque filtre dans le bilan de la liaison, soit 1,4 à 1,5 dB pour chaque filtre.

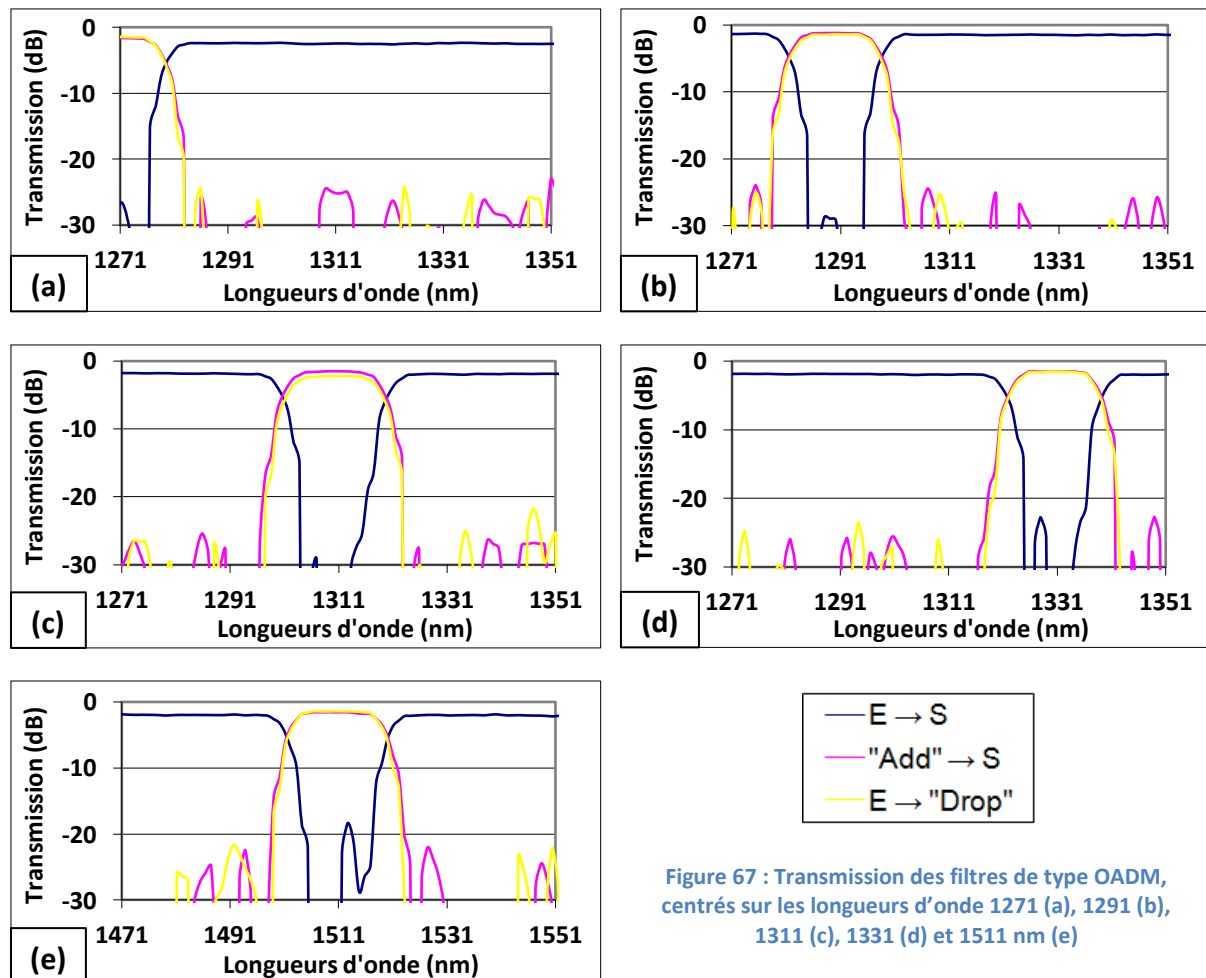


Figure 67 : Transmission des filtres de type OADM, centrés sur les longueurs d'onde 1271 (a), 1291 (b), 1311 (c), 1331 (d) et 1511 nm (e)

IV.A.3. Le coupleur 8×8

Nous avons constaté, lors des différentes expérimentations, des performances, en termes de pertes d'insertion ou d'uniformité du coupleur 8×8, très différentes en fonction du type de source utilisé. Cette section recense les performances du coupleur 8×8 en fonction des sources utilisées pour les différents services mis en œuvre. Les pertes d'insertion sont présentées sur les différents graphiques des figures suivantes. Chaque combinaison de ports entrée – sortie du coupleur possède sa propre perte d'insertion. Soixante quatre valeurs caractérisent alors le coupleur 8×8.

IV.A.3.a. Les sources multimodes à 850 et 1300 nm

Des sources, dédiées aux fibres multimodes, émettant aux longueurs d'onde 850 et 1300 nm, sont utilisées pour caractériser le coupleur. Ces sources sont contenues dans les modules SFP fournis par Optoway et destinés au service de base empruntant l'architecture PON.

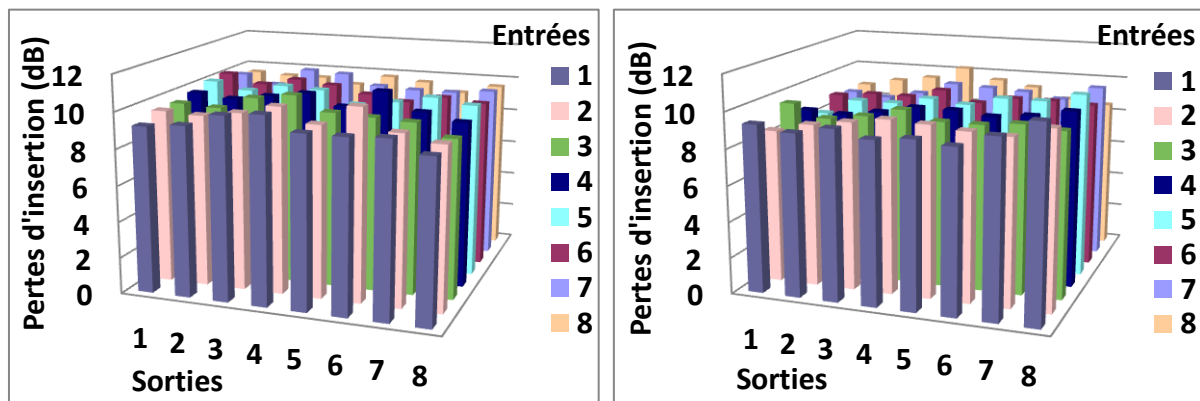


Figure 68 : Pertes d'insertion du coupleur 8×8 à 850 nm (gauche) et à 1300 nm (droite) avec une source multimode

Les moyennes des pertes d'insertion sont 9,7 et 9,3 dB respectivement à 850 et 1300 nm (figure 68). Leurs dispersions, caractérisant l'uniformité, sont respectivement 1,8 et 2,4 dB. Ces dernières valeurs correspondent aux spécifications du fabricant du coupleur établies sous condition d'excitation saturée de l'ensemble des modes supportés par la fibre du port d'entrée du coupleur. Le faisceau émis par ces sources est donc suffisamment large pour ne pas déséquilibrer le coupleur. Compte tenu de ce résultat et des mesures du spectre de ces sources, les sources sont vraisemblablement un VCSEL à 850 nm et un laser de type FP à 1300 nm, puisque ces types de source sont largement rencontrés sur le marché à ces longueurs d'onde. Les sources correspondant à la grille CWDM n'existant pas pour la fibre multimode, nous utilisons, dans la suite des expérimentations, des sources dédiées à la technologie monomode.

IV.A.3.b. La source monomode à 1310 nm

Une source monomode longitudinale, de type DFB, émettant à 1310 nm, est utilisée pour réaliser l'architecture de type LAN destinée à distribuer les services de base sous Ethernet. Elle est intégrée à des cartes PCI. N'étant pas dotée de tronçon de fibre en sortie, la fibre multimode peut ainsi être connectée directement face à la source.

Avec cette source, également monomode transversale, les pertes d'insertion du coupleur sont comprises entre 4,5 et 15,7 dB (figure 69 – droite). L'uniformité est donc fortement dégradée, atteignant maintenant 11,2 dB, alors qu'elle avait pour valeur 2,2 dB avec une source blanche spatialement multimode pour la fibre (AQ 4303 de marque Ando, déjà utilisée dans l'étude du chapitre 2), la réponse du coupleur en termes de pertes d'insertion étant quasi-plate avec cette source multimode (figure 69 – gauche).

Le faisceau très étroit de la source, par rapport au diamètre de la fibre multimode, engendre une excitation très restreinte des modes de la fibre, ce qui est à l'origine de ce déséquilibre entre les puissances en sortie du coupleur. Nous constatons ce phénomène, plus ou moins accentué, dans la suite des expérimentations, avec d'autres sources elles aussi ayant un caractère spatialement, ou transversalement, monomode.

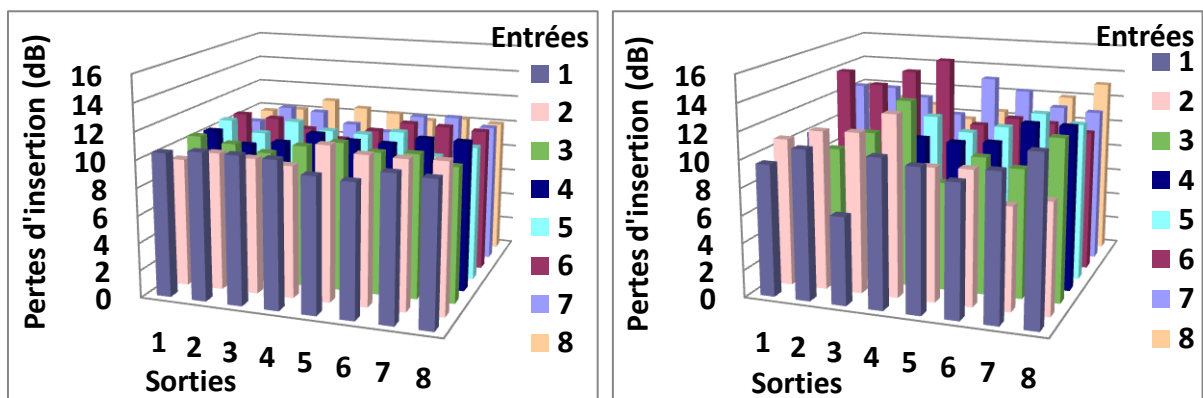


Figure 69 : Pertes d'insertion du coupleur 8x8 à 1310 nm avec une source hautement multimode (gauche) et monomode de type DFB (droite)

IV.A.3.c. La source monomode et « multimode » à 1270 et à 1290 nm

Avec la source blanche multimode, l'uniformité du coupleur est égale à 2,1 dB à 1270 nm. L'uniformité du coupleur face à la source monomode transversale est égale à 17,4 dB à cette même longueur d'onde (figure 70 – gauche). Nous rappelons que ces deux sources ont été utilisées pour réaliser la liaison Gbit-Ethernet bidirectionnelle.

La source « multimode » à 1270 nm est intégrée dans un module de type SFP fourni par Optoway. A cette longueur d'onde, nous n'avons pas trouvé, sur le marché, de source ayant un caractère spatialement multimode. L'émetteur est en fait une source monomode couplée à un dispositif d'adaptation de faisceau basé sur une lentille. Le comportement du coupleur est néanmoins similaire au cas de la seule source monomode transversale. L'uniformité est légèrement améliorée mais elle reste très dégradée avec une dispersion de 15,4 dB (figure 70 – droite).

Nous disposons également d'émetteurs monomode et « multimode » émettant à la longueur d'onde 1290 nm. L'analyse des résultats amène à la même conclusion avec les valeurs respectives de l'uniformité égales à 17,5 et 13,4 dB.

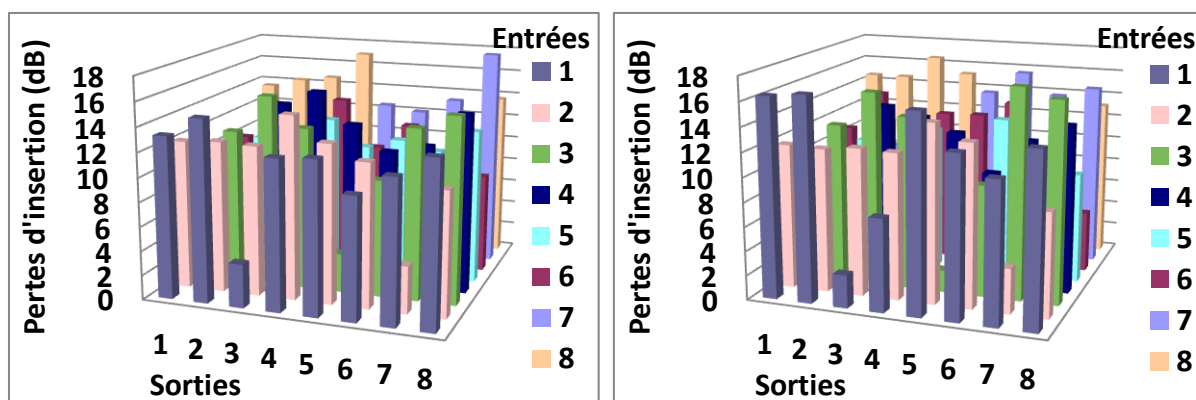


Figure 70 : Pertes d'insertion du coupleur 8x8 à 1270 nm avec une source monomode (gauche) et une source monomode suivie d'un dispositif d'adaptation de faisceau (droite)

IV.A.3.d. Les sources monomodes à 1330 et 1350 nm

Nous disposons d'autres sources monomodes intégrées dans des modules de type SFP. Celles-ci émettent à 1330 et 1350 nm. Une seule des deux longueurs d'onde avait été utilisée pour réaliser la liaison vidéo SDI unidirectionnelle. L'uniformité du coupleur est respectivement égale à 7,4 et 8,5 dB (figure 71). Nous notons que, dans ce cas, l'uniformité est nettement moins dégradée par rapport au cas précédent. Les valeurs restent tout de même élevées par rapport aux spécifications du constructeur.

Les différences observées entre les résultats semblent être dues aux faisceaux, émis par les différentes sources, de profils différents. En effet, l'origine du phénomène de dégradation de l'uniformité est incontestablement due à la répartition modale de l'énergie à l'entrée du composant à base de fibre. Malheureusement, nos moyens en laboratoire ne nous permettent pas de caractériser le faisceau émis par nos sources.

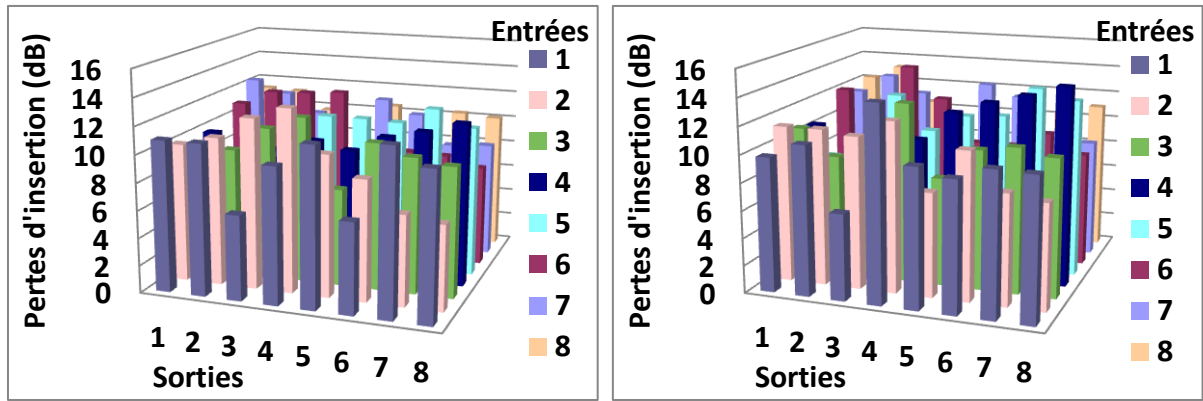


Figure 71 : Pertes d'insertion du coupleur 8x8 avec une source monomode à 1330 nm (gauche) et à 1350 nm (droite)

IV.A.3.e. La source de type DFB « multimode » à 1370 nm

Nous nous sommes procurés d'autres sources laser de type DFB, mis en boîtier de type TO (*Transistor Outline package*) et disposant, en sortie, d'une courte longueur de fibre. Elles émettent aux longueurs d'onde de la grille CWDM et auraient, selon le fabricant, un caractère spatialement multimode. Ces sources, à spectre très étroit, émettraient des modes transverses. L'uniformité du coupleur étoile est égale à 8,3 dB avec l'une d'elles, émettant à 1370 nm (figure 72). Cette valeur reste très proche de celles obtenues avec les sources précédentes, spatialement monomodes ou très faiblement multimode, émettant aux longueurs d'onde proches 1330 et 1350 nm. Nous concluons alors que le faisceau émis par ce type de source reste très étroit car il dégrade l'uniformité du coupleur. Il convient alors d'être prudent avec ce type de dénomination « commerciale ». Le qualificatif « multimode », ici transversal, doit, pour une source donnée, être précisé avec des paramètres tels que le nombre de modes transverses émis, le profil du faisceau émis, ou encore spécifié pour un type particulier de fibre.

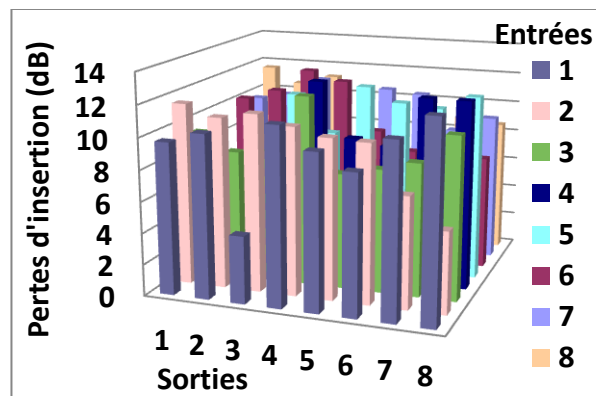


Figure 72 : Pertes d'insertion du coupleur 8x8 avec un DFB « multimode » à 1370 nm (droite)

IV.A.3.f. La source monomode à 1510 nm

Avec la source blanche, l'uniformité du coupleur est égale à 2,6 dB à 1510 nm. La réponse du coupleur en termes de pertes d'insertion est quasi-plate (figure 73 – gauche). En revanche, l'uniformité est très dégradée avec une valeur égale à 13,1 dB avec la source transversalement monomode à 1510 nm et la réponse en termes de pertes d'insertion montre de grandes variations entre les différentes combinaisons de ports entrée – sortie (figure 73 – droite). Cette source a été utilisée pour construire la liaison TV TNT RF unidirectionnelle.

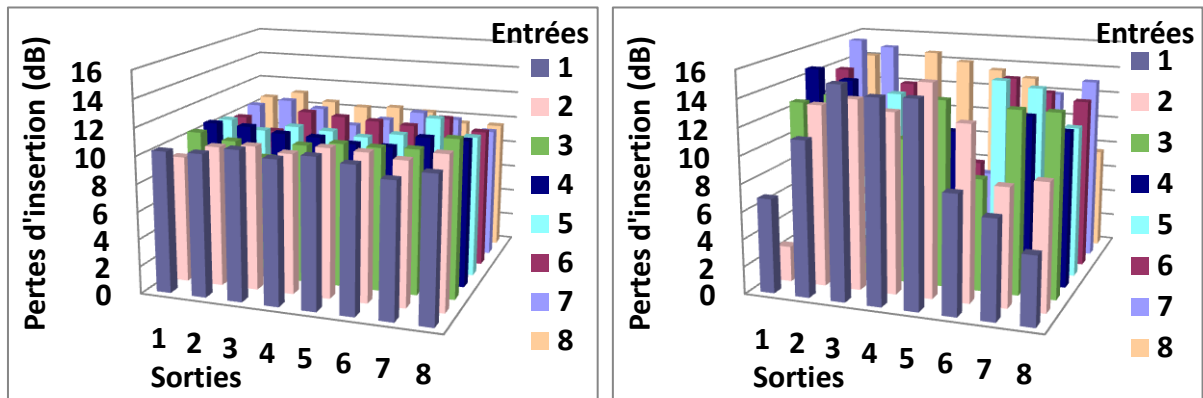


Figure 73 : Pertes d'insertion du coupleur 8×8 à 1510 nm avec une source blanche hautement multimode (gauche) et DFB monomode (droite)

IV.A.3.g. L'uniformité du coupleur

Le tableau 27 récapitule les performances du coupleur 8×8, en termes de pertes d'insertion et d'uniformité, pour toutes les sources dont nous disposons au laboratoire. Les différentes expériences montrent le bon comportement du coupleur vis-à-vis des sources transversalement multimodes : VCSEL, Fabry-Pérot et bien sûr pour la source blanche, source hautement multimode pour la fibre. Dans ces cas, les résultats concordent avec les spécifications du constructeur établies sous condition d'excitation saturée des modes de la fibre. En revanche, nous constatons une forte dégradation de l'uniformité du coupleur lorsque des sources transversalement monomodes ou faiblement multimodes sont utilisées. Par rapport aux spécifications du constructeur, nos mesures montrent une dégradation de 6 à plus de 15 dB.

Nos moyens en laboratoire ne nous ont pas permis d'accéder aux paramètres définissant le profil spatial du faisceau émis par chacune de ces sources. Mais le profil spatial du faisceau est très certainement la cause principale de la disparité des résultats.

Longueur d'onde (nm)	Type de source	Caractère modal spatial	Pertes d'insertion du coupleur 8×8 (dB)	Uniformité (dB)
850	VCSEL	MM	8,8 à 10,6	1,8
1270	DFB	SM	1,5 à 18,9	17,4
	DFB et dispositif à base de lentille	« MM »	1,8 à 17,2	15,4
1290	DFB	SM	2,9 à 20,4	17,5
	DFB et dispositif à base de lentille	« MM »	3,3 à 16,7	13,4
1300	FP	MM	8,2 à 10,6	2,4
1310	DFB	SM	4,5 à 15,7	11,2
	Blanche	Hautement MM	9,1 à 11,3	2,2
1330	DFB	SM	5,9 à 13,3	7,4
1350	DFB	SM	6 à 14,5	8,5
1370	DFB	« MM »	4,3 à 12,6	8,3
1510	DFB	SM	2,6 à 15,7	13,1
	Blanche	Hautement MM	9 à 11,6	2,6

Tableau 27 : Uniformité du coupleur 8×8 à base de fibre multimode en fonction des différentes sources

A ce stade de l'étude, les grandes variations des pertes d'insertion, entre les différentes combinaisons de ports entrée – sortie du coupleur, sont à considérer lors de la conception de la liaison. En effet, cela influera fortement sur la marge de puissance nécessaire à la chaîne de transmission. L'objet de la section suivante est alors d'étudier les bilans de liaison liés à chaque service en les comparant aux budgets optiques disponibles afin de confirmer le bon fonctionnement de chaque service.

IV.B. Les bilans de liaison

Nous avons constaté la grande variation des pertes d'insertion du coupleur lorsqu'il est soumis à des sources non appropriées. Nous vérifions, dans cette section, grâce aux bilans de liaison, la faisabilité de l'acheminement des données propres à chaque service sur le réseau domestique. Le tableau 28 rassemble les différents résultats des mesures nécessaires à l'établissement des bilans de liaison.

Les budgets optiques ont été mesurés pour chaque application, ainsi que les pertes d'insertion de tous les composants de chaque liaison : connecteurs, filtre OADM et coupleur 8×8. A partir de ces données, la marge de puissance du système a été calculée pour chaque application. Comme la marge dépend, entre autres, de la combinaison choisie des ports entrée – sortie du coupleur, le tableau 28 fournit alors un intervalle de ses valeurs. La marge doit nécessairement être positive pour que le service puisse être acheminé jusqu'à l'équipement terminal. C'est le cas de la plupart des applications, tel que le montre le tableau 28. Seul le service de diffusion des signaux de télévision TNT ne fonctionne pas dans certains cas. En effet, certaines combinaisons de ports entrée – sortie du coupleur présentent des pertes d'insertion trop importantes. La marge du système est alors négative dans ces cas, le budget optique de la liaison n'est alors pas suffisant pour acheminer le signal du service télévisé.

Malgré la forte dégradation de l'uniformité de la puissance en sortie du coupleur, la marge de la plupart des services est suffisamment large pour permettre le bon fonctionnement des applications. Cependant, les quelques cas où le service ne fonctionne pas empêche tout déploiement de ce type de réseau dans la maison.

Il est évident que tous les services devront fonctionner correctement quels que soient les ports du coupleur choisis. Il est inconcevable de devoir caractériser un coupleur étoile, avant tout déploiement, dans le but de n'utiliser que les ports appropriés. Pour cela, la marge de puissance du système est généralement choisie supérieure à 3 dB en pratique, car, d'une part, même dans des conditions normales d'utilisation, c'est-à-dire avec des sources suffisamment multimodes transversales, un coupleur étoile présente toujours une disparité propre non nulle. D'autre part, les performances peuvent différer d'un composant à l'autre, même pour des

composants provenant du même fabricant. La marge du système doit alors compenser ces différences en plus d'assurer la pérennité du réseau. En effet, une dégradation des performances de tous les composants de la liaison peut survenir en raison de leur vieillissement.

Quelques solutions sont mises en œuvre dans la section suivante afin d'accroître les performances du système. Ces investigations ont pour but d'améliorer les valeurs de l'uniformité du coupleur.

Signal	λ (nm)	Caractère modal spatial	Budget optique (dB)	Pertes d'insertion (dB)			Marge (dB)
				Connecteurs	OADM	Coupleur 8×8	
PON	850	MM	15	1,2	-	8,8 à 10,6	3,2 à 5
	1300	MM	15	1,2	-	8,2 à 10,6	3,2 à 5,6
Gbit-Ethernet	1270	SM	30	2,4	1,4	1,5 à 18,9	7,3 à 24,7
	1290	SM	30	2,4	1,4	2,9 à 20,4	5,8 à 23,3
CSMA/CD	1310	SM	24	2,4	1,5	4,5 à 15,7	4,4 à 15,6
SDI	1330	SM	21	2,4	1,4	5,9 à 13,3	3,9 à 11,3
TV TNT	1510	SM	16	2,4	1,4	2,6 à 15,7	-3,5 à 9,6

Tableau 28 : Bilans de liaison des différents services

V. Des techniques d'amélioration de l'uniformité du coupleur

Nous avons mis en évidence expérimentalement le problème de l'uniformité de la puissance en sortie du coupleur étoile à base de fibre multimode lorsqu'il est utilisé avec des sources dédiées à la technologie monomode. Nous savons a priori que ce problème est dû à une excitation restreinte des modes de la fibre. Pour atténuer ce phénomène, davantage de modes doivent alors être excités.

Pour cela, nous avons testés deux dispositifs : la fibre à conditionnement de modes et le brassage de modes.

V.A. La fibre à conditionnement de modes

Une première solution consiste à « forcer » l'excitation d'un plus grand nombre de modes, en utilisant des tronçons de fibres dites à conditionnement de modes (FCM), disponibles au laboratoire. Ce dispositif permet de relier une fibre monomode à une fibre multimode, en introduisant un *offset* à l'injection, soit un désalignement axial entre les deux fibres. En effet, l'injection d'un faisceau étroit non centré sur le centre du cœur de la fibre multimode permet d'exciter davantage de modes par rapport à une injection centrée. Le dispositif que nous possédons est composé d'environ un mètre de chaque type de fibre.

Longueur d'onde (nm)	Type de source	Caractère modal spatial	Uniformité (dB)	
			Sans FCM	Avec FCM
1270	DFB	SM	17,4	19,8
	DFB et dispositif à base de lentille	« MM »	15,4	17,4
1310	DFB	SM	11,2	11
1510	DFB	SM	13,1	11,9

Tableau 29 : Uniformité du coupleur 8×8 avec et sans fibre à conditionnement de modes (FCM)

D'après les résultats rassemblés dans le tableau 29, le dispositif dégrade l'uniformité du coupleur d'environ 2 dB dans le cas de l'utilisation des deux sources à 1270 nm. Il ne semble pas avoir d'effet pour la source à 1310 nm. Cependant une légère amélioration de l'uniformité peut être notée à 1510 nm, avec un gain d'environ 1 dB.

Ce dispositif n'est donc pas suffisamment efficace pour améliorer l'uniformité du coupleur. En effet, celle-ci reste dans la plupart des cas considérablement dégradée. La fibre à conditionnement de modes semble avoir un effet limité sur le nombre de modes excités à l'entrée de la fibre multimode. Nous ne connaissons pas la valeur du désalignement entre les deux fibres du dispositif. Ce paramètre n'est pas spécifié par les fabricants. Nous constaterons, dans l'étude du chapitre suivant, l'importance de la valeur choisie du désalignement pour l'amélioration des performances du coupleur en termes d'uniformité.

Nous poursuivons l'étude de cette phase expérimentale par la combinaison de ce dispositif avec un autre permettant de brasser les modes de la fibre pour exciter davantage de modes.

V.B. Le brassage des modes

Au début de l'étude expérimentale sur la fibre multimode silice, nous ne disposions pas, dans notre laboratoire, de brasseur de modes. Le brassage est alors réalisé en appliquant des perturbations extérieures à la fibre, en l'enroulant autour d'un mandrin.

Seul le cas à 1510 nm, étudié précédemment, est examiné dans cette partie. Les meilleures performances obtenues ont été retenues et regroupées dans le tableau 30.

Sans dispositif	Avec FCM et ...			
	-	2 m de fibre GI	3 m de fibre SI	5 m de fibre SI
13,1	11,9	11,6	9,4	10,2

Tableau 30 : Uniformité du coupleur 8×8 avec fibre à conditionnement de modes et brasseur de modes

Des tronçons de fibre sont introduits dans la liaison et enroulés autour d'un mandrin de diamètre 3 cm.

Ces expérimentations montrent que la fibre à saut d'indice (SI) favorise davantage le brassage des modes que la fibre à gradient d'indice (GI). Trois mètres de cette fibre enroulée, couplée à un tronçon de fibre à conditionnement de modes permet d'améliorer l'uniformité de presque 4 dB. Cinq mètres de fibre n'améliorent l'uniformité que d'environ 3 dB. Ces performances sont faibles et apportent des pertes supplémentaires importantes dans la liaison, supérieures à 10 dB, essentiellement liées aux courbures imposées.

VI. Conclusions et discussion

Décliner l'architecture cible en fibre multimode silice a mené à interfacer des composants mono- et multimodes, ceci pour des raisons de disponibilité des fonctions optiques. La mesure des paramètres du coupleur $N \times N$, à base de fibre multimode, à l'aide d'une source hautement multimode, a conduit à de bons résultats. Des problèmes sont apparus lors de l'association du coupleur et de sources émettant un faisceau étroit : l'uniformité de la puissance aux sorties du coupleur est dégradée.

Ces expérimentations préliminaires ont montré que les investigations doivent maintenant se porter vers la recherche de sources adaptées aux deux environnements : CWDM et $N \times N$ multimode. Nos résultats de mesures suggèrent qu'un coupleur multimode $N \times N$ ne fonctionne bien que si la lumière incidente est dans un régime d'équilibre modal, c'est-à-dire que l'énergie lumineuse incidente est uniformément répartie sur tous les modes de la fibre. Si ce n'est pas le cas, le coupleur, qui est un composant sensible à ce paramètre, présentera un déséquilibre entre les niveaux de sortie des différents ports qui peut être important, comme l'ont montré les expérimentations présentées.

Or, les émetteurs CWDM, généralement de type DFB, émettant un faisceau étroit, présentent des caractéristiques ne permettant pas d'atteindre facilement l'équilibre modal. Cet équilibre dépend fortement du couplage des modes dans la fibre et donc à la fois :

- des caractéristiques de la fibre optique multimode,
- des conditions d'injection de la lumière dans la fibre.

Le coupleur étoile présente l'inconvénient d'avoir des performances dépendantes de la répartition modale de l'énergie imposée en entrée, c'est-à-dire que, comme nous l'avons constaté dans les différentes mesures, le taux de couplage et les pertes en excès varient fortement avec la distribution modale en entrée du coupleur. Et cette distribution modale va changer à la traversée du coupleur. Le chapitre suivant est dédié à la compréhension des mécanismes de l'évolution de la distribution modale de l'énergie au sein du coupleur $N \times N$ dans le but d'établir les spécifications des sources requises pour le bon fonctionnement du système.

Chapitre 4 :

Architectures basées sur la fibre multimode silice : modélisation et simulation

I. Introduction

L'association de composants actifs dédiés à la technologie monomode et de composants passifs à base de fibre multimode peut être à l'origine de problèmes liés, en particulier, à la répartition modale de l'énergie. En effet, les expérimentations présentées au chapitre précédent ont mis en évidence le problème de l'uniformité de la puissance en sortie du coupleur étoile à base de fibre multimode, lorsqu'il est utilisé avec des sources optiques spatialement monomodes ou très faiblement multimodes. L'objet de ce chapitre est alors de comprendre les phénomènes mis en jeu au sein du coupleur afin de proposer des solutions remédiant au problème de l'uniformité. Pour cela, un modèle du coupleur sera créé et son comportement sera étudié par des simulations dans un premier temps. Au préalable, toutes les notions théoriques nécessaires à la compréhension de l'étude auront été exposées. Ces notions sont liées à la propagation d'un champ optique dans la fibre multimode. Ce préambule théorique portera entre autres sur la décomposition modale d'un champ sur l'ensemble des modes guidés de la fibre.

Des observations préliminaires montreront que le coupleur $N \times N$ à base de fibre multimode est réalisé par la mise en cascade de coupleurs 2×2 . Ce dernier élément de base sera alors tout d'abord modélisé. Les premières simulations de propagation du champ au sein du composant,

avec le logiciel OptiBPM, montreront que leur durée est rédhibitoire pour une telle étude. La modélisation du coupleur 2×2 est alors complétée par la création de ses matrices de transfert modal qui permettront des calculs plus rapides.

Des modèles de faisceaux émis par tous les types de source utilisés lors des expérimentations seront établis grâce à un travail bibliographique. Ceux-ci permettront ensuite de connaître le comportement du modèle du coupleur 2×2 . La validation de son comportement nous permettra alors de généraliser le modèle au cas du coupleur $N \times N$. Nous évoquerons alors les problèmes rencontrés lors de la modélisation et les solutions apportées. Enfin, son comportement sera validé pour quelques cas bien connus, notamment pour des modèles de sources hautement multimode.

Dans l'attente de la disponibilité des sources CWDM multimode appropriées, quelques solutions, telles que celles étudiées expérimentalement dans le précédent chapitre, seront enfin proposées pour améliorer le comportement du coupleur étoile.

Les résultats du comportement du modèle de coupleur $N \times N$ seront finalement comparés à de nouvelles expérimentations.

II. La propagation dans la fibre multimode

Ce chapitre introductif est consacré aux notions théoriques essentielles à la compréhension des phénomènes étudiés et simulés. Ces notions concernent la propagation de l'énergie lumineuse dans la fibre multimode. Après avoir défini ce que sont les modes guidés de la fibre, nous verrons comment ils véhiculent cette énergie. Des premières simulations de propagation de champs, dans un tronçon de fibre, illustreront enfin les points abordés et les résultats seront analysés.

II.A. Les modes guidés de la fibre multimode

II.A.1. La résolution de l'équation d'onde

La propagation d'une onde électromagnétique est régie par les équations de Maxwell. Si, de plus, l'onde considérée est monochromatique et se propage dans un milieu isotrope, les équations de Maxwell se simplifient en équation de propagation de Helmholtz constituée de dérivées par rapport aux variables d'espace. Dans les fibres optiques, la résolution de ces équations est facilitée par l'approximation de faible guidage. Le guidage est défini par le contraste d'indice, différence relative entre les indices de réfraction du cœur et de la gaine. L'indice de réfraction dans la gaine, noté n_2 , est constant. Dans le cœur, où n_1 est l'indice au centre et a le rayon, il est défini par l'équation :

$$n(r) = n_1 \left[1 - \frac{n_1^2 - n_2^2}{n_1^2} \left(\frac{r}{a} \right)^\alpha \right]^{1/2} \quad [4.1]$$

α est l'exposant du profil d'indice. Il est proche de 2 pour une fibre à gradient d'indice (GI). Il tend vers l'infini pour une fibre à saut d'indice (SI), soit $n(r) = n_1$ avec $r \in [0; a]$.

L'approximation de faible guidage est valable dès lors que le contraste d'indice est très inférieur à 10 %. Bien au-delà, on parle de guidage fort. Les fibres multimodes silice ont typiquement, aujourd'hui, un contraste d'indice de l'ordre de 1 %. L'indice de réfraction varie donc peu dans le plan transversal à la direction de propagation, quel que soit le profil d'indice, ce qui permet de simplifier les équations de propagation. Dans ce chapitre, seul le cas du profil à saut d'indice est traité afin de proposer une étude simplifiée de l'équation d'onde. Une onde U doit donc satisfaire l'équation de Helmholtz pour chacune de ses composantes électrique \vec{E} et magnétique \vec{H} .

Le guide d'onde étant à symétrie cylindrique, l'équation de Helmholtz s'écrit en coordonnées cylindriques :

$$\frac{\partial^2 U}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial U}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 U}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial z^2} + n^2(r)k_0^2 U = 0 \quad [4.2]$$

où k_0 est le nombre d'onde dans le vide. On considère que la propagation dans la fibre s'effectue avec des angles faibles par rapport à l'axe de la fibre. Cette approximation paraxiale permet de découpler les composantes longitudinales et transversales. L'amplitude complexe de l'onde U s'écrit :

$$U(r, \theta, z) = u(r) \cdot e^{-jl\theta} \cdot e^{-j\beta z} \quad [4.3]$$

Où l est un indice azimutal tel que $= 0 ; \pm 1 ; \pm 2 \dots$, β la constante de propagation et $u(r)$ représente le profil transversal du champ lumineux. L'équation [4.2] prend alors la forme d'une équation de Bessel dont on connaît les solutions:

$$r^2 \frac{d^2 u(r)}{dr^2} + r \frac{du(r)}{dr} + ([n^2(r)k_0^2 - \beta^2]r^2 - l^2)u(r) = 0 \quad [4.4]$$

Le terme $(n^2 k_0^2 - \beta^2)$ sera différent si on se place dans le cœur ou dans la gaine. On pose :

$$\begin{cases} X^2 = (n_1^2 k_0^2 - \beta^2)a^2, & r < a \\ Y^2 = (\beta^2 - n_2^2 k_0^2)a^2, & r > a \end{cases} \quad [4.5]$$

Des solutions particulières de l'équation [4.5] sont les modes guidés, avec X^2 et Y^2 positifs et donc X et Y réels. La condition de propagation pour un mode guidé est alors telle que :

$$n_2 k_0 < \beta < n_1 k_0 \quad [4.6]$$

Ou encore, en posant $\beta = k_0 n_{eff}$, avec n_{eff} l'indice effectif du mode considéré :

$$n_2 < n_{eff} < n_1 \quad [4.7]$$

Cette dernière relation devra être vérifiée lors du calcul des modes avec le logiciel OptiBPM, pour ne retenir que les modes guidés.

Notons que : $X^2 + Y^2 = (n_1^2 - n_2^2) \cdot k_0^2 \cdot a^2 = V^2$, où V est la fréquence normalisée de la fibre telle que :

$$V = \frac{2\pi a}{\lambda_0} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad [4.8]$$

Un guide est monomode tant que $V < 2,405$. Au-delà de cette valeur, un deuxième mode existe, puis d'autres lorsque V augmente. Le guide sera d'autant plus multimode que V est grand.

Ces quelques paramètres ayant été définis, revenons à la résolution de l'équation d'onde. A l'aide des équations [4.4] et [4.5], la distribution du champ spécifique à chaque mode $u(r)$, dans le plan transversal à la direction de propagation, s'exprime à l'aide des fonctions de Bessel de première et deuxième espèce respectivement dans le cœur et dans la gaine :

$$u(r) = \begin{cases} J_l\left(\frac{X}{a}r\right), & r < a \\ K_l\left(\frac{Y}{a}r\right), & r > a \end{cases} \quad [4.9]$$

$u(r)$ est une fonction continue à l'interface cœur – gaine, sa dérivée l'est aussi. La continuité des champs permet donc d'écrire, avec $J_l(X) = K_l(Y)$ à $r = a$, l'équation caractéristique ou relation de dispersion :

$$X \frac{J_{l\pm 1}(X)}{J_l(X)} = \pm Y \frac{K_{l\pm 1}(Y)}{K_l(Y)} \quad [4.10]$$

Avec $X^2 = V^2 - Y^2$, l'équation [4.10] est à une seule inconnue, la constante de propagation β . Le passage de l à $-l$ laisse l'équation inchangée. Pour chaque valeur de l , indice azimutal du mode, la relation de dispersion a plusieurs solutions qui sont les constantes de propagation discrètes β_{lm} de chaque mode, où m , entier positif, est l'indice radial du mode.

Pour chaque mode, il existe deux configurations indépendantes des vecteurs de champ électrique \vec{E} et de champ magnétique \vec{H} . Ce sont les deux états de polarisation. Les modes peuvent être transverses électriques ou magnétiques (notés TE ou TM) ou hybrides (EH ou HE). L'approximation de faible guidage permet d'écrire que ces modes peuvent être dégénérés en modes linéairement polarisés (LP), ayant chacun leur propre constante de propagation β_{lm} , et sont dénotés LP_{lm} .

En effet, certains modes ont des constantes de propagation quasi-identiques ce qui permet de les regrouper en modes LP, tels que :

- Chaque mode LP_{0m} est formé d'un mode HE_{1m}
- Chaque mode LP_{1m} est formé de modes TE_{0m} , TM_{0m} et HE_{2m}
- Chaque mode LP_{lm} ($l \geq 2$) est formé d'un mode $HE_{l+1,m}$ et d'un mode $EH_{l-1,m}$

II.A.2. Le nombre de modes

Chaque racine de l'équation caractéristique [4.10] peut être comptée deux fois, pour $l > 0$, car il existe un mode identique pour l'opposé $-l$. En effet l'équation caractéristique ne considère que les solutions avec $l \geq 0$. De plus, chaque mode possède deux états de polarisation. Les deux polarisations du mode LP_{lm} ont la même constante de propagation et la même distribution spatiale de champ. Pour une solution β_{lm} ($l > 0$) de l'équation caractéristique, quatre modes vont former le mode LP_{lm} . Pour les modes d'ordre 0, LP_{0m} , on ne comptera que les deux états de polarisation.

Le nombre total N de modes, transverses et hybrides, peut être calculé à partir de la fréquence normalisée V , définie par l'équation [4.8], à condition que $V \gg 1$:

$$N = \left(\frac{\alpha}{\alpha + 2} \right) \frac{V^2}{2} \quad [4.11]$$

où α est l'exposant du profil d'indice, déjà rencontré dans l'équation [4.1]. On rappelle qu'il vaut 2 pour un profil parabolique, et tend vers l'infini pour une fibre à saut d'indice.

Le nombre total de modes est alors :

- Pour une fibre à saut d'indice (SI) :
- Pour une fibre à gradient d'indice (GI) :

$$\alpha \rightarrow \infty$$

$$\alpha = 2$$

$$N = \frac{V^2}{2}$$

$$N = \frac{V^2}{4} \quad [4.12]$$

On dénombre donc deux fois plus de modes dans une fibre à saut d'indice que dans une fibre à gradient d'indice. Les expressions conduisant au calcul du nombre de modes ont été déterminées empiriquement. Elles fournissent une valeur approchée et il conviendra de n'en retenir que la partie entière.

Les paramètres opto-géométriques de la fibre multimode, utilisés dans ce travail de thèse et très souvent rencontrés dans la littérature, sont définis dans le tableau 31.

Indice de réfraction du centre du cœur	Indice de réfraction de la gaine	Diamètre du cœur (μm)	Diamètre de la gaine (μm)
n_1	n_2	2a	2b
1,452	1,4374	50	125

Tableau 31 : Paramètres opto-géométriques du modèle de la fibre multimode

Le contraste d'indice est de 1 %. On fera l'approximation d'indices de réfraction constants sur les trois fenêtres de longueurs d'onde télécoms, même si la relation de Sellmeier montre une légère variation en fonction de la longueur d'onde. Ces paramètres étant fixés, le nombre total de modes ne dépend plus que de la longueur d'onde. Nous donnons ici (tableau 32) quelques exemples de calcul du nombre de modes pour le modèle de fibre utilisé.

Longueur d'onde (nm)	Fréquence normalisée V	Profil d'indice	Nombre de modes N
850	37,956	SI	720
		GI	360
1300	24,817	SI	307
		GI	153
1550	20,815	SI	216
		GI	108

Tableau 32 : Exemples de nombre de modes dans des fibres multimodes à saut et à gradient d'indice

Le calcul des modes pour une fibre à gradient d'indice, à l'aide du logiciel OptiBPM, montrera qu'il existe 93 et 42 modes LP respectivement aux longueurs d'onde 850 et 1300 nm, soit un total de 370 et 166 modes transverses et hybrides, concordant avec le calcul empirique illustré par le tableau ci-dessus.

II.A.3. Les groupes de modes

Etant donné que parmi les modes LP établis précédemment, certains possèdent presque la même constante de propagation, ou le même indice effectif, ils se propagent à la même vitesse. On regroupe alors ces modes et on attribue un numéro ou un ordre q au groupe rassemblant ces modes LP_{lm} , tel que $q = 2m + l - 1$. On note par Q le nombre de groupes ainsi obtenus, chacun de ces groupes possédant $2q$ modes. Il s'en déduit : $N = \sum_{q=1}^Q 2q \cong Q^2$ ou encore : $Q = \text{ent}(\sqrt{N})$, où $\text{ent}(x)$ représente la partie entière de x .

Le graphique de la figure 74 montre les indices effectifs pour chaque groupe de modes dans une fibre multimode à 850 nm. On dénombre 19 groupes pour les 93 modes LP. L'ensemble des points forme une droite puisque l'écart entre indices effectifs est constant. L'équation [4.7] est vérifiée pour tous les modes dont les indices effectifs sont compris entre les valeurs de n_2 et n_1 , soit entre 1,4374 et 1,452. On peut noter la superposition des modes LP au sein du groupe puisque, chaque mode étant représenté par un point, ils ont le même indice effectif. On rappelle que la dégénérescence d'un groupe de mode est égale à deux fois le numéro du groupe. Il y a donc $2q$ modes LP_{lm} dans le groupe d'ordre q .

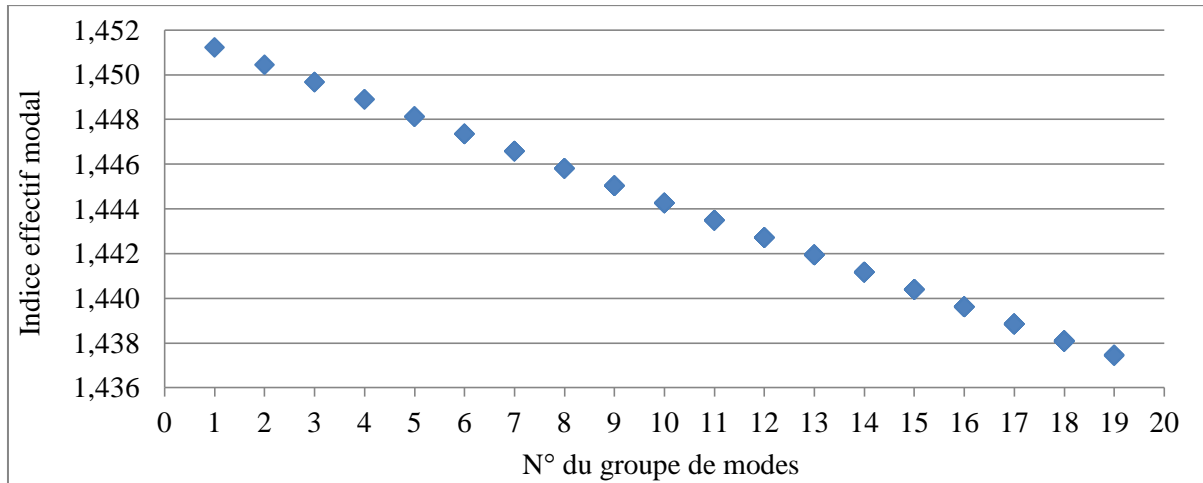


Figure 74 : Indices effectifs des modes à 850 nm

Avec la méthode WKB (Wentzel-Kramers-Brillouin) [63], la solution de l'équation d'onde peut être déterminée avec les deux seuls paramètres définis précédemment : le nombre total de modes N dans la fibre et la constante de propagation β_q associée à chaque groupe q de modes, définie par :

$$\beta_q = n_1 k_0 \left[1 - 2 \frac{n_1^2 - n_2^2}{2n_1^2} \left(\frac{q}{Q} \right)^{\frac{2\alpha}{\alpha+2}} \right]^{1/2} \quad [0.13]$$

II.A.4. Le couplage entre modes

Les fibres n'étant pas parfaites, il existe un couplage entre modes, intra- et intergroupes. Le couplage entre modes du même groupe est nettement plus important que le couplage intergroupe. On peut considérer l'effet d'un couplage total des modes au sein du groupe. La puissance totale injectée dans un groupe est calculée puis redistribuée uniformément sur l'ensemble de ses modes.

Pour chaque mode guidé, l'équation de propagation peut s'écrire en introduisant les paramètres d'atténuation γ_n du mode n et de couplage $d_{n,m}$ avec le mode m [64] :

$$\frac{\partial P_n}{\partial z} + \tau_g \frac{\partial P_n}{\partial t} = -\gamma_n P_n + \sum_{m=1}^N d_{n,m} (P_m - P_n) \quad [4.14]$$

où P_n est la puissance portée par le $n^{\text{ème}}$ mode et τ_g le retard de groupe. Le couplage $d_{n,m}$ représente un transfert d'énergie entre les modes. Sans contrainte appliquée à la fibre, il est faible dans les fibres multimodes silice fabriquées aujourd'hui. Typiquement, le coefficient de couplage est compris entre 0 et 2 km⁻¹.

Après une certaine distance de propagation, les modes ont complètement interagi dans le groupe et portent chacun la même énergie. On considère alors que les phénomènes de couplage intragroupe se sont estompés. Seuls les phénomènes de couplage intergroupe subsistent alors dans la fibre et ils se traduisent par la relation suivante :

$$\frac{\partial P_q}{\partial z} = -\left(j \frac{2\pi}{\lambda} \tau_{g_q} + \gamma_q\right) P_q + d_{q,q+1} (P_{q+1} - P_q) - \frac{q-1}{q} d_{q,q-1} (P_q - P_{q-1}) \quad [4.15]$$

où $P_q(z, \lambda)$ est la puissance moyenne du mode dans le $q^{\text{ème}}$ groupe à la longueur d'onde λ .

Les équations [4.14] et [4.15] découlent du fait que le couplage intervient principalement entre modes adjacents et groupes de modes adjacents, étant donné que leurs vitesses de groupe sont voisines et qu'ils sont donc assez synchrones pour qu'il y ait couplage. On considérera, pour la suite de l'étude, qu'un mode ne peut se coupler qu'avec ses deux modes adjacents. De même, un groupe de modes ne peut se coupler qu'avec ses deux groupes adjacents, d'ordre inférieur et supérieur.

II.A.5. L'approximation de l'optique géométrique

Cette section a pour but de montrer le lien entre l'optique ondulatoire, présentée précédemment, et l'approximation de l'optique géométrique. Cette dernière permet souvent de comprendre plus intuitivement les phénomènes rencontrés dans la fibre multimode. Elle est valide dès lors que les dimensions du guide sont très grandes devant la longueur d'onde (ce qui est le cas de la fibre multimode). Elle permet de déterminer la trajectoire des rayons et de visualiser le transport de l'énergie. On va donc montrer le lien entre un mode, notion de l'électromagnétisme, et un rayon, celle de l'optique géométrique.

Nous avons vu précédemment que la relation de dispersion [4.10] régit la propagation des ondes. En optique géométrique, c'est l'équation iconale qui détermine le calcul des trajectoires de la puissance transportée. Ces trajectoires sont appelés rayons géométriques. L'angle γ entre la trajectoire d'un rayon et l'axe longitudinal est directement relié à l'indice effectif du mode ou à sa constante de propagation par cette relation s'appliquant aux fibres à saut et à gradient d'indice [65] :

$$\beta = k_0 \cdot n(r) \cdot \cos \gamma \quad [4.16]$$

Ainsi, si on connaît l'angle d'un rayon par rapport à l'axe longitudinal, on peut déterminer le mode ou groupe de modes associé. De même, si on connaît l'indice effectif d'un mode ou d'un groupe de modes, on peut évaluer l'angle sous lequel se propage le rayon associé. L'équation [4.16] précise que la constante de propagation du mode correspond, dans le modèle géométrique, à un rayon incident arrivant sur la face d'entrée de la fibre avec l'angle γ par rapport à l'axe longitudinal. Cette équation montre également qu'il est possible d'exciter un mode ou un groupe de modes, sur la face d'entrée de la fibre, à la position radiale à laquelle l'indice de réfraction du cœur est celui de l'indice du mode ou du groupe de modes, sous incidence normale sur la face d'entrée de la fibre. Cette propriété sera utilisée, dans la suite de l'étude, dans le cas d'une injection avec *offset*, décalée par rapport au centre du cœur.

II.B. La propagation des champs dans la fibre

L'ensemble des modes guidés forme une base orthogonale pour tout champ se propageant dans la fibre. Tout champ U peut s'écrire comme une combinaison linéaire de champs associés à chacun des modes [64] :

$$U(r, \phi, z) = \sum_{n=1}^N c_n(z) \cdot u_n(r, \phi) \quad [4.17]$$

où u_n est le champ complexe modal associé au mode n et c_n l'amplitude complexe modale, coefficient correspondant au poids du mode n dans le champ total. Cette relation s'applique à l'ensemble des modes transverses et hybrides, comme à l'ensemble des modes LP.

Effectuer la décomposition modale d'un champ permet de connaître l'ensemble des N coefficients c_n associés aux différents modes guidés de la fibre. Cet ensemble permet de qualifier le caractère mono- ou multimode d'un champ pour une fibre considérée et forme un vecteur à N composantes. On note $c_n(0)$, l'amplitude complexe associée au mode n , du champ incident sur la face d'entrée de la fibre ($z = 0$). Elle dépend des conditions d'injection à l'entrée de la fibre et est calculée grâce à une intégrale de recouvrement. L'orthogonalité des champs des modes permet d'écrire [66], avec $U(r, \phi, 0)$ le champ incident :

$$c_n(0) = \int_0^{2\pi} \int_0^\infty U(r, \phi, 0) \cdot u_n^*(r, \phi) \cdot r \, dr \, d\phi \quad [4.18]$$

On rappelle que notre objectif est de connaître le comportement modal d'un coupleur $N \times N$. Il est donc primordial de prendre en compte les phénomènes de couplage entre modes. Les calculs étant complexes, nous nous aiderons d'un logiciel de simulation pour déterminer la propagation des champs dans le modèle de composant. Le comportement modal sera ensuite révélé par la décomposition modale effectuée sur les champs incident et résultant. Cette opération est la même à tout endroit de la fibre, la base orthogonale des modes restant la même. La décomposition modale sera réalisée à l'aide de la relation suivante, écrite dans le système de coordonnées cylindriques :

$$c_n(z) = \int_0^{2\pi} \int_0^\infty u(r, \phi, z) \cdot u_n^*(r, \phi) \cdot r \, dr \, d\phi \quad [4.19]$$

L'ensemble des N coefficients $c_n(0)$, ou $c_n(L)$ après propagation, forme alors un vecteur colonne définissant le champ à l'entrée et en sortie du composant étudié. La comparaison des deux vecteurs, avant et après propagation, permettra d'étudier le comportement modal du composant. Il est possible, à partir de ces vecteurs, de reconstituer un champ en appliquant la relation [4.17].

II.C. Les premières simulations

II.C.1. La méthode du faisceau propagé (BPM)

Il existe différentes méthodes pour calculer la propagation d'un champ optique dans un composant (FDTD, FFT, BPM...). Chacune d'entre elle est adaptée à la résolution d'une problématique particulière. En ce qui concerne cette étude, la plus adéquate est celle de la propagation de faisceau BPM (*Beam Propagation Method*) puisque le calcul est effectué sur un champ dont la propagation peut être considérée paraxiale et dont l'enveloppe est lentement variable longitudinalement et transversalement. Cette méthode apporte des résultats précis pour un pas de calcul de l'ordre de la longueur d'onde.

Le logiciel OptiBPM de la société Optiwave a été retenu pour cette étude. Le champ transversal, composé de valeurs discrètes, est calculé de proche en proche. Chaque point du champ est calculé en fonction des valeurs du champ transversal dans le plan précédent, selon la méthode de Crank-Nicholson.

II.C.2. Le calcul des modes

Le logiciel OptiBPM intègre un solveur de modes. Il fournit tous les modes LP_{lm} ou bien les modes transverses et hybrides TE_{mn} , TH_{mn} , HE_{mn} et EH_{mn} . Les couples d'indices l et m , et m et n , indiquent les variations du champ, associé au mode, suivant ses coordonnées transversales. L'ordre du mode est défini par la variation de son champ associé, suivant la coordonnée angulaire, et est plus précisément égal au nombre de zéros suivant cette coordonnée. Le solveur recherche les modes en commençant par ceux d'ordre 0 jusqu'à ceux d'ordre les plus élevés.

Le calcul des modes est effectué sur un tronçon du modèle de fibre possédant les paramètres opto-géométriques définis dans le tableau 31. Chaque mode n est numéroté dans l'ordre de sa détermination. Pour chaque mode, nous connaissons son champ transversal complexe ainsi que son indice effectif. Nous connaissons aussi les indices l et m , permettant de calculer le numéro du groupe auquel il appartient. Les résultats sont placés en annexe. Nous possédons désormais un fichier, pour chaque mode, à chaque longueur d'onde, contenant les valeurs du champ complexe modal.

II.C.3. La propagation d'un champ

Voici un exemple de propagation de champ dans un tronçon de fibre. Toutes les simulations

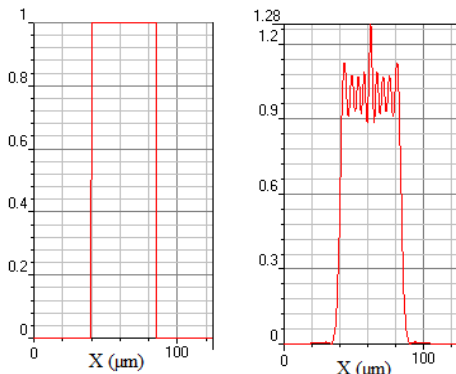


Figure 75 : Champs incident (gauche) et résultant d'un tronçon de fibre (droite)

sont réalisées en 3D. Les résultats sont néanmoins présentés en 2D. Pour tous les résultats de simulations effectuées avec le logiciel OptiBPM, l'axe Z est l'axe longitudinal de la fibre, l'axe X est un des deux axes transversaux, en coordonnées cartésiennes imposées par le logiciel. Le champ incident est ici un champ normalisé et uniforme sur toute la section du cœur de la fibre (figure 75 – gauche). Ce champ est injecté dans la fibre à $Z = 0$.

La figure 76 montre l'évolution du champ dans un tronçon de fibre dont les diamètres de cœur

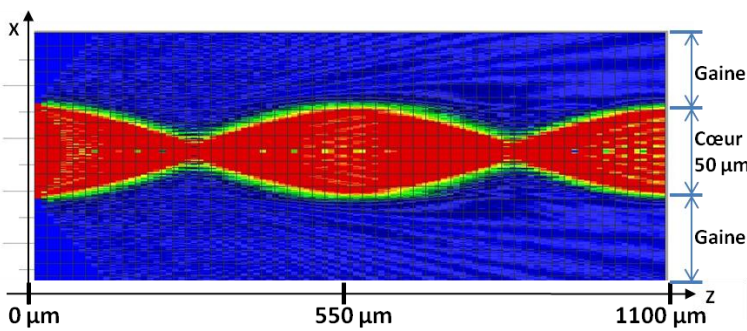


Figure 76 : Simulation BPM – propagation dans un tronçon de fibre

et de gaine sont respectivement 50 et 125 μm . Pour des raisons qui sont liées au calcul numérique effectué avec le logiciel OptiBPM, le modèle de la fibre est dessiné dans la région $X > 0$, son axe est placé à $X = 62,5 \mu\text{m}$. Un jeu de

couleurs est utilisé pour l'amplitude du champ (rouge pour les valeurs maximales, bleu pour les valeurs minimales). Deux larges zones bleues, de part et d'autre du cœur de la fibre, correspondent à la gaine. Le champ reste confiné dans le cœur. On remarque néanmoins l'écoulement, par radiation dans la gaine, d'une partie de l'énergie portée par des modes à fuite. Enfin, le champ résultant de cette simulation, à $Z = 1100 \mu\text{m}$, est montré par la figure 75 – droite. Au cours de la propagation, la largeur du champ varie périodiquement. Son amplitude varie aussi, pour satisfaire la condition de conservation de l'énergie, si on omet les quelques pertes. A $Z = 550 \mu\text{m}$ et $Z = 1100 \mu\text{m}$, aux maxima de largeur transversale du champ, suivant l'axe X, le champ est tel qu'il est représenté sur la figure 75 – droite. Lors de la propagation, le champ se focalise et se défocalise périodiquement. Le nombre de modes mis en jeu varie alors au cours de la propagation. C'est l'échange d'énergie entre les modes qui est à l'origine de ce phénomène.

II.D. La décomposition modale

Les champs transversaux utilisés avec OptiBPM sont discrétisés, ou maillés, en coordonnées cartésiennes, et sont donc des matrices, de valeurs complexes. Pour les calculs de décomposition modale, elles sont séparées en deux matrices de mêmes dimensions pour traiter d'une part la partie réelle du champ, et d'autre part sa partie imaginaire :

$$[U(x, y)] = \text{Re}[U(x, y)] + i. \text{Im}[U(x, y)] \quad [4.20]$$

La partie imaginaire du champ complexe modal, obtenu à l'aide du solveur de modes d'OptiBPM, est nulle, soit $\text{Im}(u_n(x, y)) = 0$. Définie initialement par l'équation [4.19], l'amplitude complexe modale à calculer devient :

$$\text{Re}(c_n) = \frac{\sum_{x,y} (\text{Re}(U(x, y)) \times \text{Re}(u_n(x, y)))}{P_n} \quad [4.21]$$

$$\text{Im}(c_n) = \frac{\sum_{x,y} (\text{Im}(U(x, y)) \times \text{Re}(u_n(x, y)))}{P_n} \quad [4.22]$$

avec P_n , la puissance du champ complexe associé au mode n . Le champ U est normalisé. Ces équations sont implémentées dans un programme Matlab. Pour vérification, on peut ensuite recomposer le champ initial à l'aide des deux équations suivantes, issues de [4.17] :

$$\text{Re}(U(x, y)) = \sum_{x,y} (\text{Re}(c_n) \times \text{Re}(u_n(x, y))) \quad [4.23]$$

$$\text{Im}(U(x, y)) = \sum_{x,y} (\text{Im}(c_n) \times \text{Re}(u_n(x, y))) \quad [4.24]$$

Ce calcul est aussi réalisé avec le logiciel Matlab. Quelques essais de décomposition modale et de reconstitution ont été réalisés pour des champs quelconques et la méthode de calcul a montré des résultats très satisfaisants. Néanmoins, nous avons observé deux cas remarquables pour lesquels la reconstitution n'est pas parfaitement fidèle au champ d'origine. Il s'agit tout d'abord du cas du champ gaussien (figure 77). Toute reconstitution d'un champ gaussien montre une légère déformation au niveau du pic. Les modes mis en jeu dans la décomposition modale sont les modes d'ordre 0. Ils sont tous de type annulaire. C'est la combinaison linéaire de ces types de modes qui engendre toujours cette déformation.

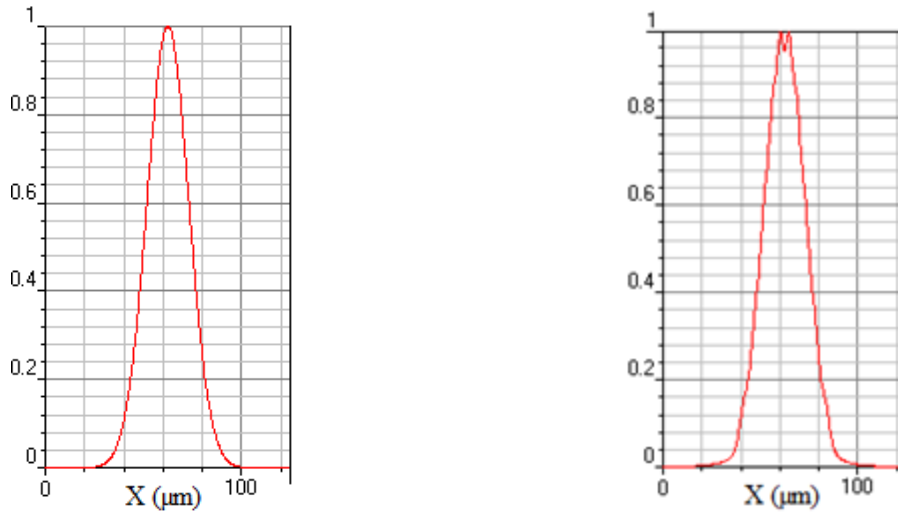


Figure 77 : Champ gaussien initial (gauche) et champ reconstitué après décomposition modale (droite)

Il y a ensuite le cas du champ uniforme sur toute la section du cœur de la fibre (figure 78). Le calcul montre que l'ensemble du champ ne peut être entièrement décomposé sur l'ensemble des modes. Une partie de la puissance est donc perdue dès l'entrée de la fibre. Après injection d'une distribution de puissance dans la fibre, on peut observer, sur une très courte distance, une quantité importante de puissance perdue. Il s'agit des modes radiatifs qui, d'après la théorie de l'optique géométrique, ont un angle, par rapport à l'axe longitudinal, supérieur à l'angle de réflexion totale et qui ne sont donc pas guidés dans la structure [65]. Le calcul de décomposition modale ne prend en compte que les modes guidés.

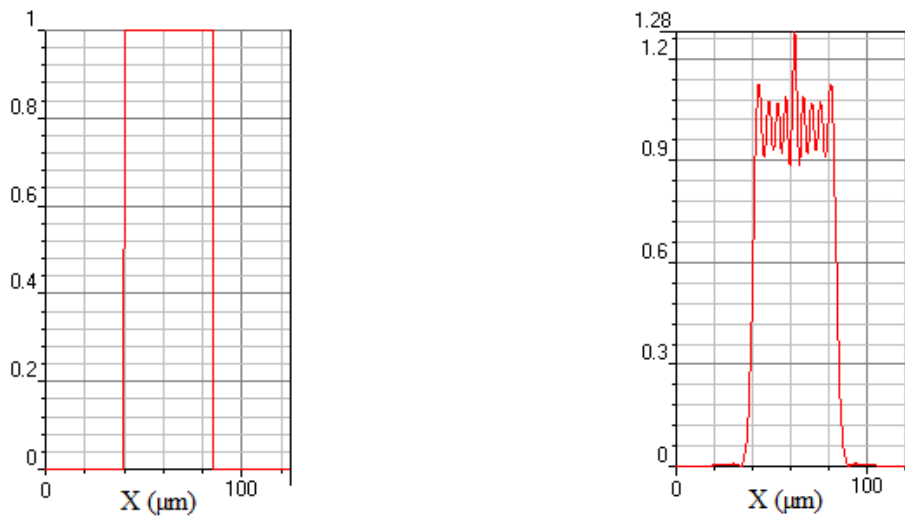


Figure 78 : Champ uniforme initial (gauche) et champ reconstitué après décomposition modale (droite)

III. La modélisation du coupleur 2×2 en fibre multimode

Les coupleurs à fusion – étirage et à abrasion – collage, à base de fibre multimode, ont été développés dès la fin des années 1970. Dans ce chapitre, ces deux principales technologies de fabrication seront rappelées et leurs caractéristiques propres introduites. Nous verrons alors que les phénomènes de couplage sont différents en fonction des technologies. Cette étude préliminaire permettra de concevoir ensuite un premier modèle de coupleur de base 2×2. Les paramètres géométriques et de simulation seront enfin optimisés.

III.A. Le composant basé sur la technologie fusion – étirage

Dès les années 1970, cette solution prometteuse consiste à rapprocher deux fibres l'une de l'autre et à les fusionner. Le contrôle de la distance cœur à cœur et de la longueur d'interaction du coupleur (d'environ 1 cm) permet d'obtenir le taux de couplage désiré. Une solution, proposée en 1978 [67], est caractérisée par une longueur de 13 mm. Comme le précisent les auteurs, par rapport à d'autres types de coupleur, il n'est nul besoin de créer des sections de fibres à diamètre variable, ou *taper*, et cette solution ne nécessite pas l'utilisation de liquide d'indice, comme dans le cas du coupleur à abrasion – collage, pour adapter les deux surfaces de fibre à coller entre elles. Le contrôle du couplage, lors de la fabrication, est réalisé à l'aide d'un laser He-Ne. Le couplage apparaît entre groupes de modes.

La technique de fabrication du coupleur à fusion – étirage a aujourd'hui l'avantage d'être simple à mettre en œuvre lorsque le banc de fabrication est optimisé. La production de coupleurs à l'échelle industrielle fait le plus souvent appel à cette technologie avec la possibilité d'assembler plus de deux fibres. Le coupleur 8×8 dont nous disposons est néanmoins réalisé en cascasant des coupleurs 2×2. C'est donc ce coupleur de base 2×2, ou coupleur en X, que nous étudions dans ce chapitre.

Pour modéliser un coupleur à fusion – étirage, mises à part les caractéristiques opto-géométriques des fibres individuelles, il est nécessaire de connaître les degrés de fusion f et de réduction r de la section du coupleur [68] :

$$f = \frac{2b' - d}{2(2 - \sqrt{2})b'} \quad \text{et} \quad r = \frac{D_{max}}{D_{min}} \quad [4.25]$$

où d est la distance entre les axes des cœurs, b' est le rayon de la gaine des deux fibres identiques et éventuellement partiellement dénudées par attaque chimique ou par usinage mécanique [69], D_{max} est la plus grande dimension transversale, après fusion et avant étirage, et D_{min} , plus grande dimension transversale au centre du coupleur après étirage. Il faut noter qu'à l'endroit le plus étroit (au col ou au *waist*) du coupleur, sa section n'est pas forcément circulaire. La forme de la section droite dépend du degré de fusion : elle est circulaire pour $f = 1$, et retrouve donc une symétrie de révolution ; elle est de forme elliptique ou en forme de « 8 » pour $f < 1$. Lors de l'étirage, il y a conservation des rapports dimensionnels [69], dans la section droite, entre les rayons a du cœur et b' de la gaine et entre b' et d , la distance entre les cœurs :

$$\left(\frac{a}{b'}\right)_{avant} = \left(\frac{a}{b'}\right)_{après} \quad \text{et} \quad \left(\frac{b'}{d}\right)_{avant} = \left(\frac{b'}{d}\right)_{après} \quad [4.26]$$

Afin d'étudier le comportement du coupleur 8×8 utilisé pour les expérimentations, un coupleur de base 2×2 a été isolé (figure 79). L'observation de ce coupleur au microscope a permis de relever quelques dimensions géométriques. Les fibres utilisées, pour réaliser ce coupleur, sont des fibres multimodes de diamètres 50/125 μm (donnée constructeur).



Figure 79 : Photo du coupleur 2×2 à fusion – étirage

Tel que le montre la figure 80, nous avons mesuré $b' = \frac{70}{2} = 35 \mu m$. Ces fibres auraient donc été préalablement dénudées. D_{min} et D_{max} valent respectivement 15 et 120 μm . On en déduit que la distance entre les cœurs est $d = 60 \mu m$. Ceci nous permet donc de calculer $f = 0,24$ et $r = 8$ d'après les équations [4.25]. L'équation [4.26] permet de déterminer les rayons des cœurs et des gaines au centre du coupleur qui valent respectivement environ 2,7 et 3,7 μm , en considérant que $b' \approx \frac{D_{min}}{4}$, vue la valeur de f . On détermine également, d'après l'équation [4.26], que l'écart entre les cœurs, au centre du coupleur, est $d \approx 6,4 \mu m$.

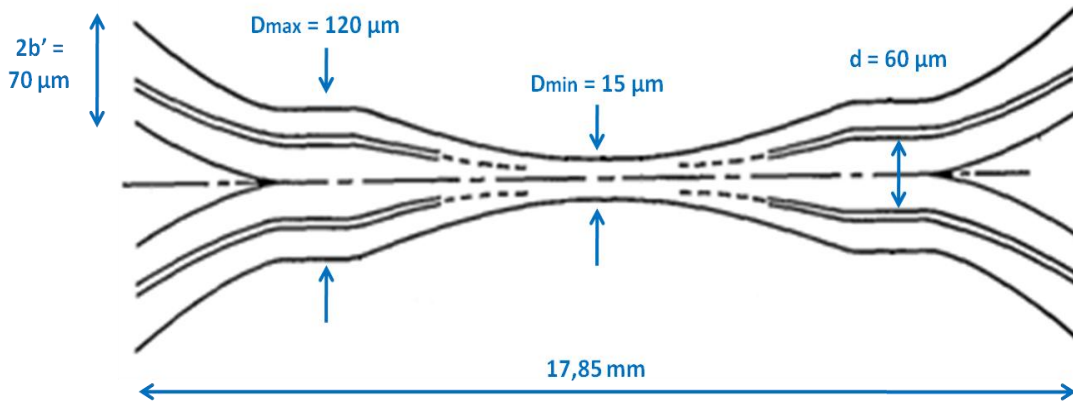


Figure 80 : Caractéristiques géométriques du coupleur 2×2 à fusion – étirage

Contrairement au mécanisme de propagation dans le cas de la technique de polissage, les fonctions de guidage des cœurs sont modifiées car l'amincissement des fibres produit une chute des indices effectifs associés aux guides. Nous allons voir que cette différence a des conséquences sur la manière de modéliser les deux types de coupleurs.

Si les fibres sont peu étirées, le déconfinement du champ est faible et la théorie des modes couplés est applicable. Cependant, dès lors que l'on diminue de manière importante le diamètre des cœurs (c'est notre cas avec un degré de réduction $r = 8$), deux phénomènes interviennent. Le déconfinement du champ devient très important et les cœurs n'assurent plus leur rôle de guide. Le guidage du champ est alors assuré par l'interface gaine – milieu extérieur. L'expression du champ dans la structure formée par les deux fibres étirées ne peut plus alors être obtenue par une combinaison linéaire des champs des cœurs isolés. Ceci constitue alors un premier obstacle à la réalisation d'un modèle de coupleur 2×2 à fusion – étirage.

De plus, lorsque l'indice du milieu extérieur est très différent de celui de la gaine, l'approximation de faible guidage peut devenir caduque pour de fortes réductions de diamètre. Le matériau englobant le coupleur fusionné et étiré a alors un rôle dans les mécanismes de couplage. En effet, au col du coupleur, les performances du coupleur varient en fonction du matériau d'enrobage utilisé. Les pertes en excès varient exponentiellement pour un matériau dont l'indice de réfraction va de celui de l'air ($n = 1$) à celui du cœur de la fibre. Les pertes en excès sont presque nulles pour un indice de réfraction externe égal à 1. Elles sont de presque 9 dB lorsque n est égal à l'indice du centre du cœur de la fibre [70]. Dans notre cas, nous ne connaissons pas exactement les indices de réfraction du cœur et de la gaine des fibres

utilisées pour réaliser le coupleur (données non fournies par le constructeur). Nous ne savons pas non plus quel matériau est utilisé pour englober le coupleur et il ne peut pas être déterminé par simple observation. Ceci constitue donc un second obstacle pour la réalisation d'un modèle.

Nous ne sommes pas les seuls à nous être heurtés à ce problème. En effet, les auteurs de [69] caractérisent le taux de couplage d'une sortie du coupleur 2×2 en fonction de l'allongement. Leurs résultats, issus de calculs théoriques sur leur modèle et d'expérimentations, montrent des différences importantes. D'après les auteurs, cela peut être dû à une schématisation trop élémentaire de la géométrie du coupleur, ou encore à une invalidité du guidage faible à cause de la trop grande différence entre les indices de la gaine et du milieu extérieur.

Nous nous sommes alors focalisés sur l'autre principale technique de réalisation de coupleurs basés sur la fibre multimode, la technique abrasion – collage. Du fait que les profils d'indice des cœurs restent inchangés après abrasion, cette technologie semble être plus accessible à la modélisation. Nous nous sommes également heurtés à des secrets de fabrication lors de l'étude de ce type de coupleur, mais la découverte d'un fabricant français (SEDI – Fibres Optiques) et nos premiers contacts avec cette société nous ont permis de croire en nos chances d'aboutir à des résultats. Le modèle du coupleur à fusion – étirage a été abandonné par manque d'informations et de moyens pour corréler simulations et expériences et nous avons alors orienté l'étude exclusivement vers les coupleurs à abrasion – collage.

III.B. Le composant basé sur la technologie abrasion – collage

La fabrication des premiers coupleurs à abrasion – collage remonte aussi aux années 1970. Un premier exemple [71] décrit le processus de fabrication d'un coupleur 2×2 à base de fibres multimodes, de $100\ \mu\text{m}$ de diamètre de cœur et à saut d'indice, ainsi que les performances du composant. La fibre est courbée, puis l'abrasion du cœur de la fibre se fait sur quelques dizaines de μm de profondeur (typiquement $20\ \mu\text{m}$). La forme elliptique de la section résultant de l'abrasion du cœur de la fibre a une longueur d'environ $6\ \text{mm}$. Le coupleur réalisé a de faibles pertes d'insertion ($0,36\ \text{dB}$). Des mesures de taux de couplage sont réalisées avec une source laser He-Ne, tout en faisant varier l'angle d'incidence du faisceau de la source. Les

performances en termes de taux de couplage montrent déjà à cette époque le problème de l'uniformité de la puissance en sortie du coupleur, avec ce type de source. Un second exemple [72] tente d'étudier, par simulation, les phénomènes de couplage au sein d'un coupleur 2×2 à base de fibre à gradient d'indice. Le coupleur est soumis à un champ gaussien large par rapport au cœur, émulant une source multimode. La coupe transversale du coupleur est observée par simulation à différents endroits sur l'axe longitudinal, et le pourcentage d'énergie contenu dans chacune des deux fibres est calculé. L'échange d'énergie entre les deux fibres est donc simulé en fonction de la distance de propagation et de la distance de séparation entre les deux cœurs.

Après abrasion, la structure de la partie restante du cœur reste inchangée. Les coupleurs à abrasion – collage ont donc l'avantage d'être réalisables avec la plupart des profils de fibre existants. Du liquide d'indice est inséré ensuite par capillarité entre les fibres. Ce liquide d'indice adaptateur peut néanmoins rendre le composant sensible à la température.

La plupart des travaux issus de la littérature [73][74] traite, de manière théorique, des coupleurs à base de fibre multimode en les définissant comme deux fibres parallèles éloignées d'une distance d au moins égale à deux fois le rayon de la fibre. Ce type de dispositif est différent de celui de notre étude et ne peut pas être traité de la même manière. En effet, la théorie conduit à des expressions dépendantes du paramètre d , nul dans le cas de notre étude, comme nous le verrons ultérieurement, ce qui annule toutes ces expressions ou les rend indéfinies. Dans notre cas, le couplage entre les deux fibres constituant le coupleur varie aussi le long de l'axe longitudinal z . L'étude doit prendre en compte le non-parallélisme des deux fibres [75]. Tous les paramètres de transfert d'énergie s'écrivent alors en fonction de z .

Pour un composant multimode, même si la symétrie est parfaite, le phénomène de couplage est différent pour ses différents modes [76]. Dans le cas de deux fibres identiques, le couplage se produit entre les modes correspondants de chaque fibre [77]. C'est la proximité des guides et la légère courbure qui provoque l'échange de puissance optique. Lorsque les cœurs sont superposés, le champ transverse électrique est la superposition des modes des deux fibres symétriques, prises séparément [78]. Le confinement du champ n'étant pas modifié, il est possible de considérer la structure constituée de deux cœurs, baignant dans une gaine supposée infinie, comme un guide unique où se propagent deux modes ψ_1 et ψ_2 proches, résultats de combinaisons linéaires des modes associés à chaque guide. Chacun de ces modes

correspond respectivement aux constantes de propagation β_1 et β_2 . On définit le coefficient de couplage K , déterminé par le recouvrement des champs modaux, par la relation :

$$K = \frac{\beta_1 - \beta_2}{2} \quad [4.27]$$

Ce coefficient dépend des caractéristiques opto-géométriques des cœurs, de la distance et de l'angle entre les deux guides et surtout des modes considérés [79]. Ce coefficient dépendant donc de la position longitudinale, les effets de couplage sont alors non uniformes le long de cet axe.

La différence entre β_1 et β_2 entraîne une recombinaison des deux modes en fonction de la distance de propagation et un échange périodique d'énergie entre les guides de la forme :

$$P_1(z) = \cos^2 Kz \quad \text{et} \quad P_2(z) = \sin^2 Kz \quad [4.28]$$

Cette description des échanges entre guides parallèles repose sur la théorie des modes couplés. Elle s'appuie sur l'approximation du champ de la structure globale par une combinaison linéaire des champs des fibres isolées l'une de l'autre. Ce modèle de calcul a prouvé son efficacité pour expliquer le comportement des coupleurs à fibres polies.

Les modes de deux guides identiques côte à côte se propagent à la même vitesse de phase. Il est connu que dans des conditions de faible interaction à travers une barrière tunnel, la puissance est totalement transférée d'un guide à l'autre avec une périodicité spatiale \mathcal{L} donnée par la relation [80] :

$$\mathcal{L} = \frac{\pi}{2K} = \frac{\pi}{\beta_1 - \beta_2} = \frac{\lambda}{2|n_{eff1} - n_{eff2}|} \quad [4.29]$$

Cette longueur caractérise le phénomène d'échange périodique de l'énergie entre seulement deux des modes excités. Ce phénomène de battement existe alors entre tous les couples de modes excités et est différent pour chacun de ces couples. Il existe alors plusieurs longueurs de couplage au sein du coupleur. Leur nombre est fonction de celui des modes excités et donc des conditions d'injection. La longueur totale de couplage ne peut alors pas être obtenue sans équivoque à cause de la présence de couplage entre les modes d'ordre les plus élevés et donc de la présence de plusieurs longueurs de battement [72].

A cause de l'interaction complexe entre les ondes dans la structure de couplage, le faisceau incident ne garde pas sa forme initiale au cours de la propagation. Mais il peut la retrouver

(cas du faisceau gaussien traité dans l'étude [72]), bien que parfois un peu déformée, quand le maximum de puissance a été transféré à l'autre fibre.

L'excitation des modes d'ordre élevé contribue à la focalisation et à la défocalisation du faisceau incident dans le coupleur. Le couplage est d'autant plus fort que le faisceau est défocalisé, car il y a alors plus de modes mis en jeu. C'est le cas du champ uniforme traité au chapitre II.C.3. La distorsion du faisceau est aussi d'autant plus prononcée que la distance entre les deux fibres est petite et quand plusieurs modes existent.

Les caractéristiques du faisceau à l'entrée du coupleur sont très importantes pour pouvoir prédire les phénomènes de couplage. Tous les modes ne sont pas initialement excités de la même manière dans le cas d'un faisceau gaussien incident par exemple. On ne peut donc pas s'attendre à obtenir un ratio de couplage 50:50 parfait, même pour des fibres hautement multimodes.

Compte tenu de tous ces facteurs, il est difficile de prédire le comportement d'un coupleur à abrasion – collage, uniquement à partir de la théorie issue de la littérature. Il est alors important d'établir une méthode de calcul propre à l'observation des phénomènes de couplage au sein de ce type de composant.

Les quatre méthodes suivantes ont été jugées non satisfaisantes pour la résolution de ce problème [72] : la méthode des éléments finis, la théorie des modes couplés, la méthode de l'optique géométrique et le principe du coupleur adiabatique de Cook. Les dimensions du composant étant de l'ordre de quelques longueurs d'onde, l'approche retenue est l'étude de la propagation d'ondes scalaires. Cette approche apparaît comme la plus correcte et la plus directe [64][72]. Et c'est bien celle utilisée par le logiciel de simulation choisi.

Cependant, il faut au préalable créer le modèle géométrique du coupleur. Il est difficile à réaliser car les paramètres opto-géométriques des coupleurs ne sont pas connus et restent des secrets de fabrication.

Une équipe de chercheurs polonais s'est heurtée au même problème de modélisation compte tenu de l'ignorance des caractéristiques opto-géométriques du composant. Elle a alors proposé des dimensions géométriques de trois coupleurs, équilibrés à 850 nm, et conçus numériquement [64][81]. Le modèle géométrique est représenté par la figure 81 et les paramètres géométriques sont répertoriés dans le tableau 33. Ce coupleur est à base de fibre

multimode 62,5 μm de diamètre de cœur. Nous avons recréé ce modèle pour la fibre de 50 μm de diamètre de cœur et optimisé les paramètres géométriques par simulation.

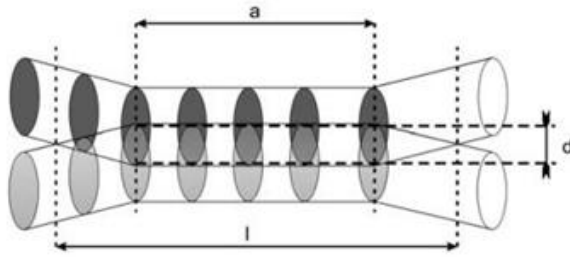


Figure 81 : Un modèle géométrique de coupleur 2x2 à abrasion – collage [64] [81]

N° coupleur	a (mm)	l (mm)	d (μm)
1	1,2	3,4	8
2	1,3	3,5	10
3	1,4	3,6	15

Tableau 33 : Paramètres géométriques du modèle de coupleur 2x2 [64][81]

A cette étape de l'étude, nous n'avions aucune certitude sur la validité de ce modèle et surtout de sa conformité vis-à-vis d'un coupleur réel. Nous avons alors découvert l'existence, en France, d'un fabricant de ce type de coupleur. Il s'agit de la société SEDI – Fibres Optiques qui détient un brevet [82] pour la fabrication de leur coupleur. Les explications suivantes, sur la méthode de fabrication, et les images associées, sont issues de ce brevet.

La fabrication d'un coupleur 1x2 à abrasion – collage consiste à rapprocher des fibres biseautées et de les positionner face à un tronçon de fibre, telle que le montre la figure 85.

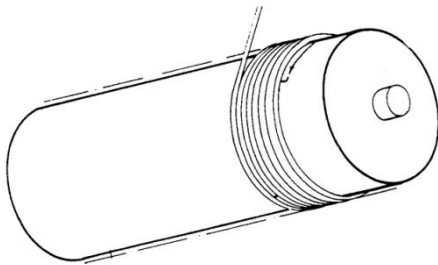


Figure 82 : Etape 1 : Enroulage de la fibre à polir autour d'un mandrin

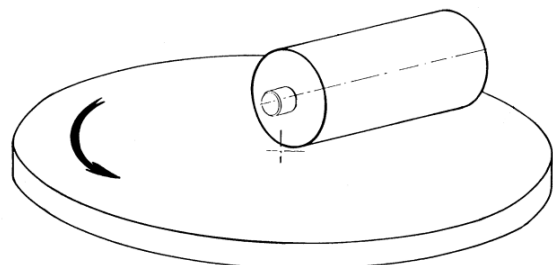


Figure 83 : Etape 2.1 : Positionner le mandrin, supportant la fibre à polir, sur une surface tournante et polissante

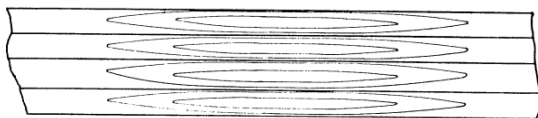


Figure 84 : Etape 2.2 : Une nappe de fibres polies est obtenue

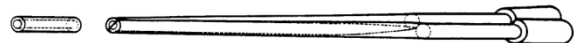


Figure 85 : Etape 3 : Rapprochement des fibres polies

Dans l'étape de polissage, la fibre est tout d'abord enroulée autour d'un mandrin (de rayon environ 15 cm), comme le montre la figure 82. Le mandrin est ensuite placé sur une surface tournante et polissante (figure 83). Une nappe de fibres polies est alors obtenue. La figure 84 montre la forme elliptique de la partie polie des fibres, résultant de l'abrasion du cœur et de la gaine de la fibre, qui a une longueur d'environ 1 cm. Les fibres sont polies jusqu'à la moitié de leur épaisseur pour la réalisation de coupleurs 50:50. D'autres profondeurs de

polissage peuvent être choisies pour réaliser des coupleurs asymétriques. Deux de ces fibres polies seront alors rapprochées l'une de l'autre pour créer un coupleur 2×2. Couper les fibres au milieu de l'ellipse et rapprocher deux tronçons de fibres polies permet également de réaliser un coupleur 1×2 (figure 85). Les fibres polies et rapprochées sont fixées ensemble à l'aide d'une colle ayant un indice de réfraction proche de celui du cœur de la fibre. Ne connaissant ni l'épaisseur ni l'indice de réfraction réel de cette colle, cette couche sera négligée dans la création du modèle.

Le rayon du mandrin est déterminé en fonction de la longueur souhaitée des portions de fibre utilisées pour constituer le coupleur [82]. On peut relier ces deux paramètres par la relation [4.30]. La profondeur de pénétration t dans le cœur peut être précisément estimée à partir de la longueur l de la trace de polissage (l'ellipse) et le rayon de courbure de la fibre R (ou rayon du mandrin) [80]. Pour une profondeur de pénétration $t = 25 \mu\text{m}$, on détermine ainsi la relation entre le rayon de courbure de la fibre et la longueur de la trace de polissage par :

$$\cos^{-1} \frac{R}{R + (b/2)} = \tan^{-1} \frac{l}{2R} \quad [4.30]$$

A partir de ces paramètres, nous allons pouvoir créer un modèle géométrique du coupleur 2×2 à abrasion – collage. Ils seront optimisés, dans la prochaine section, car les valeurs fournies par le brevet sont approximatives. Nous tenterons ensuite de comprendre les phénomènes de couplage au sein du composant, en fonction de différents modèles de faisceaux émis par des sources réelles. Nous établirons enfin les spécifications des différents composants de la chaîne de transmission pour s'affranchir du problème concernant l'uniformité.

Il est cependant évident que la comparaison directe des résultats de simulations avec des mesures est difficile [81]. En effet, le risque existe que les calculs et simulations d'un modèle de coupleur reflètent peu la réalité car les dimensions opto-géométriques du coupleur réel ne sont pas disponibles et il est évident que tous les coupleurs ont des propriétés de filtrage de modes différents. Cependant, la méthode proposée permettra de traiter fidèlement toute structure de coupleur à partir d'un modèle géométrique connu.

III.C. Le modèle du coupleur 2×2 à abrasion – collage

III.C.1. Les caractéristiques du modèle créé

Le modèle du coupleur 2×2 à abrasion – collage est créé à l'aide du logiciel OptiBPM, après celui de la fibre multimode à gradient d'indice d'après les caractéristiques opto-géométriques définies dans le tableau 31.

Dans le logiciel OptiBPM, les modèles des deux fibres constituant le coupleur ne correspondent pas à des fibres polies. Il s'agit de deux guides, courbés en arc de cercle, de largeur constante suivant l'axe de propagation. Il convient alors de limiter le domaine de définition de l'équation [4.1] du profil en gradient d'indice, identique pour les deux fibres, pour que les deux profils n'interfèrent pas lors du chevauchement des deux guides. Nous rappelons que les deux guides sont notés T ou C, respectivement pour la fibre dans laquelle le champ est transmis ou couplé. Le domaine de définition, bien qu'intuitif, est défini par [78] et [83]. Le profil d'indice résultant est celui de la figure 86 – (a). Il faut noter qu'il varie en fonction de la position longitudinale puisque l'écart entre les fibres n'est pas constant.

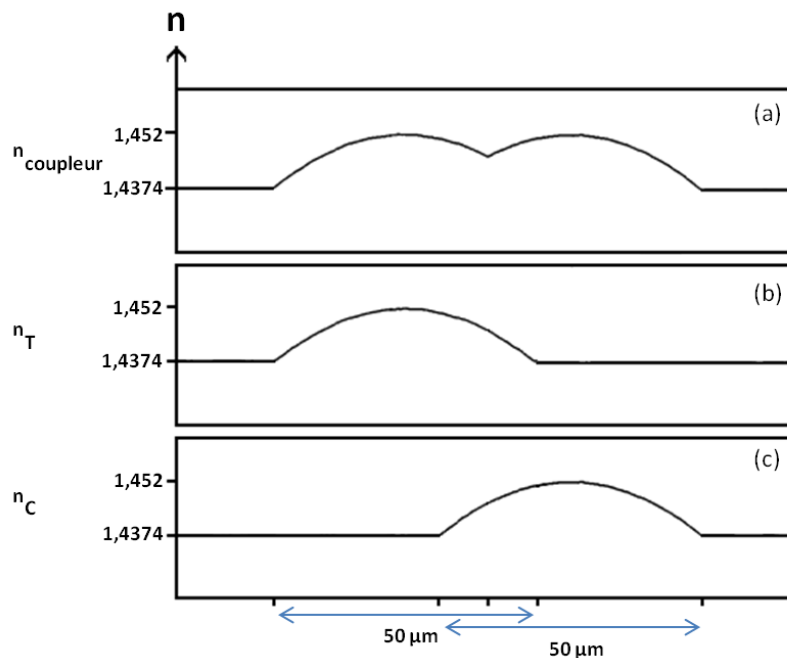


Figure 86 : Profil d'indice de la fibre du bras T (b), du bras C (c) et du coupleur (a) [78]

Les paramètres nécessaires à la création du modèle du coupleur, d'après le modèle des fibres, sont le rayon de courbure et la longueur du coupleur liés par l'équation [4.30]. On choisira, dans un premier temps, de fixer la longueur l pour le coupleur à 1 cm, donnée approximative du brevet de SEDI – Fibres Optiques [82]. Le rayon de courbure des deux fibres est ainsi de

199969 μm (proche de 15 cm, la valeur du rayon du mandrin pour la fabrication du coupleur [82]).

Le premier modèle de coupleur 2x2 à abrasion – collage ainsi réalisé avec le logiciel OptiBPM est représenté à la figure 87.

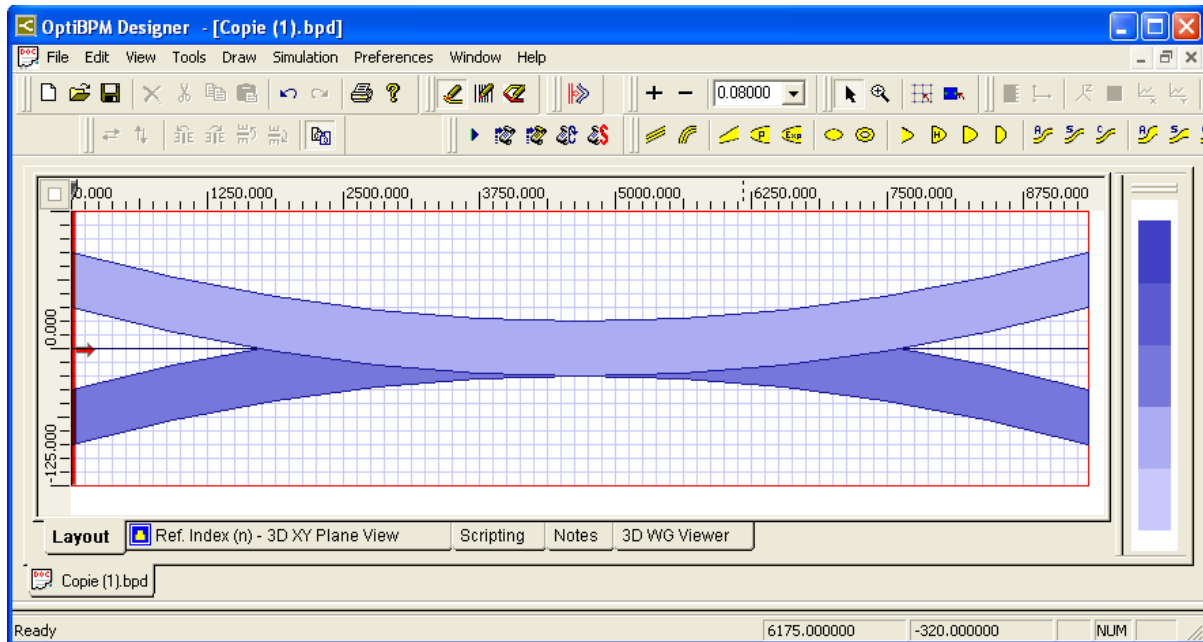


Figure 87 : Modèle du coupleur 2x2 à abrasion – collage avec le logiciel OptiBPM

Les paramètres géométriques de ce premier modèle sont approximatifs. Il convient alors maintenant de les optimiser pour obtenir un coupleur équilibré 50:50, lorsqu'il est soumis à champ hautement multimode, émulant une source de type DEL par exemple. La prochaine section est donc consacrée au modèle du faisceau de la source multimode.

III.C.2. L'injection d'un champ émulant une source multimode

On peut considérer différentes représentations d'une source émettant un faisceau dont le champ est multimode pour la fibre. Tout d'abord, grâce à la théorie de l'optique géométrique, une source incohérente, de type DEL par exemple, excite la fibre dans toutes les directions de manière isotrope dans les limites du cône d'injection des rayons. Un diagramme de rayonnement lambertien a souvent été considéré pour ce type de source. Un champ ayant une enveloppe gaussienne avec des phases aléatoires superposées représente également un type général de source multimode qui peut être rencontré en pratique [87]. La forme gaussienne, qui peut être proche de la forme lambertienne, est très souvent considérée pour modéliser de nombreux champs émis par des sources réelles. Elle sera donc retenue pour notre étude.

Snyder [84] propose également le champ uniforme sur toute la section du cœur de la fibre comme champ hautement multimode.

Les auteurs de [85] et [86] proposent l'expression générale d'un faisceau issu d'une source multimode, dont les champs gaussien et uniforme sont des cas particuliers. Celui-ci a une forme *flat-top gaussian*, soit un faisceau gaussien dont le sommet est aplati (figure 88). Plus le profil d'intensité de la source est plat, plus l'angle de diffusion du faisceau est large. Ce type de profil d'intensité peut donc être utilisé pour modéliser le faisceau d'une source de type DEL, donc très multimode. Le profil transversal de l'intensité normalisée du faisceau est défini par la relation suivante :

$$I_N(r) = e^{-\frac{N+1}{w_0^2}r^2} \times \sum_{n=0}^N \frac{1}{n^2} \left(\frac{N+1}{w_0^2} r^2 \right)^n \quad [4.31]$$

Où N est un entier positif, caractérisant la pente de la courbe telle que le décrit la figure 88 – (a), et r est la coordonnée cylindrique radiale dans le plan transversal. w_0 est la largeur à mi-hauteur du faisceau de la source. Cette fonction est paire.

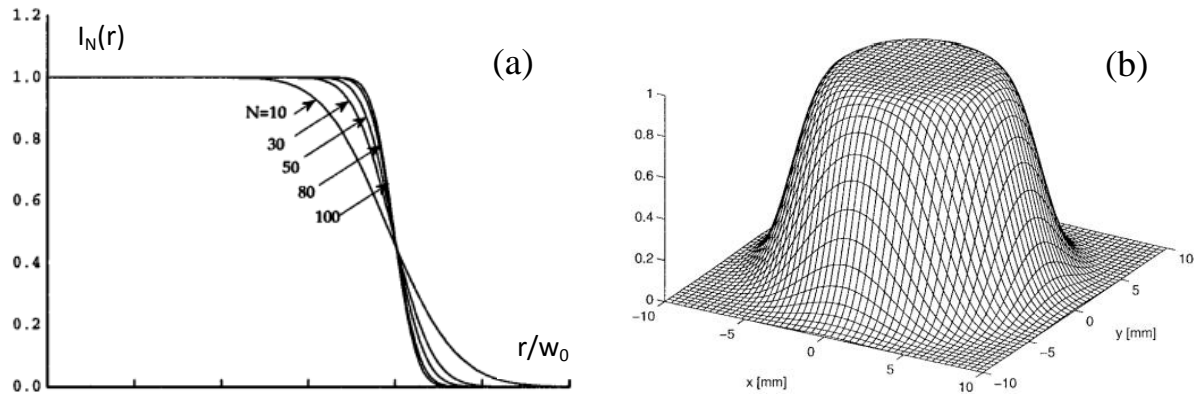


Figure 88 : Représentations graphiques du champ multimode en 2D (a) et en 3D (b) ($N = 7$ et $w_0 = 7,5$ mm) [85][86]

Lorsque N est très grand, le faisceau devient un faisceau uniforme sur toute sa largeur et est à base circulaire [86]. On définit ainsi :

$$\lim_{N \rightarrow \infty} I_N(r) = \text{circ}\left(\frac{r}{w_0}\right) \quad [4.32]$$

Une source multimode peut être qualifiée par son facteur M^2 tel que [86] :

$$M^2 = 1 + \frac{2N}{3} \quad [4.33]$$

Pour $M^2 = 1$, $N \rightarrow 0$. Seul le mode fondamental existe. La source émet un faisceau monomode. Le faisceau du mode fondamental étant pris comme référence, on considère dans ce cas que la qualité du faisceau est la meilleure. Au contraire, lorsque $N \rightarrow \infty$ (cas du champ

uniforme), alors $M^2 \rightarrow \infty$ et la source est hautement multimode [85]. Ce facteur M^2 exprime la dégradation de la qualité du faisceau par rapport au faisceau du mode fondamental de la source. Il indique également le caractère divergent du faisceau : plus M^2 est grand, plus le faisceau diverge.

Pour optimiser les paramètres géométriques du coupleur, nous utiliserons le champ le plus multimode, à savoir le champ uniforme représenté par la figure 89. Ce champ, normalisé, est créé à partir d'un programme écrit en langage C. L'expression du champ utilisée fait appel à la fonction « circ » de la relation [4.32] soit :

$$circ(r) = \begin{cases} 1, & r \leq a \\ 0, & \text{sinon} \end{cases} \quad [4.34]$$

où a est le rayon du cœur de la fibre. Le fichier résultant (fichier .f3d) est un fichier interprétable par le logiciel OptiBPM. Il permet ainsi les représentations 2D et 3D du champ, telles que le montre la figure 89.

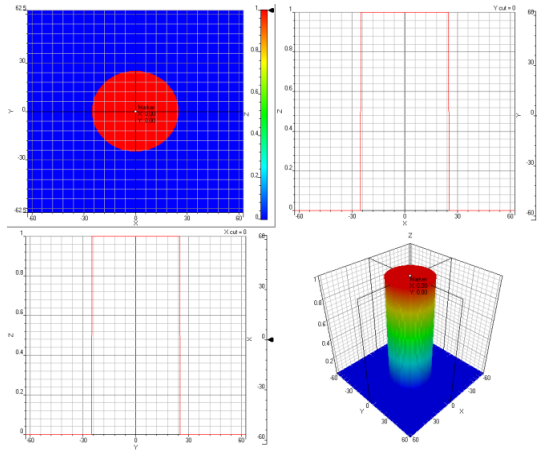


Figure 89 : Représentations 2D (coupes $X=0$, $Y=0$ et $Z=0$) et 3D du champ uniforme

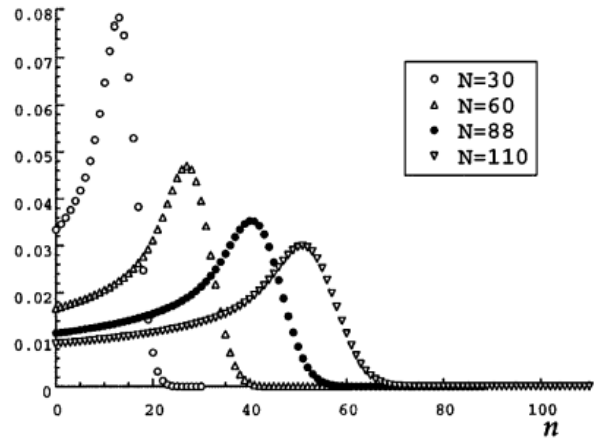


Figure 90 : Coefficients normalisés, associés aux modes n , issus de la décomposition modale du champ multimode défini par l'équation [4.31]

Le champ décrit par l'équation [4.31] est décomposé sur l'ensemble des modes de la fibre. Les coefficients normalisés $c_n^{(N)}$, associés à chaque mode n de la fibre, pour différentes valeurs de N ($w_0 = 1$) sont représentés par la figure 90 [86]. On constate bien que plus N est grand, plus il y a de modes excités et donc plus le faisceau émis par la source est multimode pour la fibre considérée.

III.C.3. L'optimisation des paramètres de simulation

Le champ calculé, par la méthode du faisceau propagé (BPM), est affecté de valeurs discrètes dans le plan transversal. Un pas constant (en μm) reste donc à définir entre deux de ces valeurs. On exprime le maillage transversal en pts/ μm . La propagation de ce champ le long de l'axe longitudinal est calculée de proche en proche, d'un plan transversal à la position z à un autre à la position $z + \Delta z$. L'écart Δz (en μm) est le pas de calcul longitudinal. Il convient habituellement de choisir un pas de calcul transversal et longitudinal plus fin que la longueur d'onde. La plus petite longueur d'onde de notre étude est 850 nm. Il devra alors être inférieur à 0,85 μm , soit un maillage supérieur à 1,17 pts/ μm . Le maillage choisi sera alors aussi adéquat pour des longueurs d'onde plus grandes.

Par exemple, dans l'étude [87], la propagation du champ est simulée avec la méthode BPM, dans un composant optique à la longueur d'onde 600 nm. Le composant a une largeur (transversale) de 730 μm , maillée sur 4096 points. Le maillage transversal est donc d'environ 5,6 pts/ μm , soit un pas de 0,18 μm . Le pas longitudinal choisi est 0,5 μm . Les deux pas du maillage sont donc bien inférieurs à la longueur d'onde.

La précision des calculs sera d'autant plus grande que le pas de calcul sera petit. Mais le nombre de points de calcul sera beaucoup plus grand, et le temps de calcul également.

La durée de simulation du premier modèle, pour différents maillages choisis, est représentée sur la figure 91. Bien qu'ils peuvent s'exprimer avec la même unité, les maillages transversal et longitudinal seront respectivement écrits en pts/ μm et en μm , afin d'éviter toute confusion entre les deux directions.

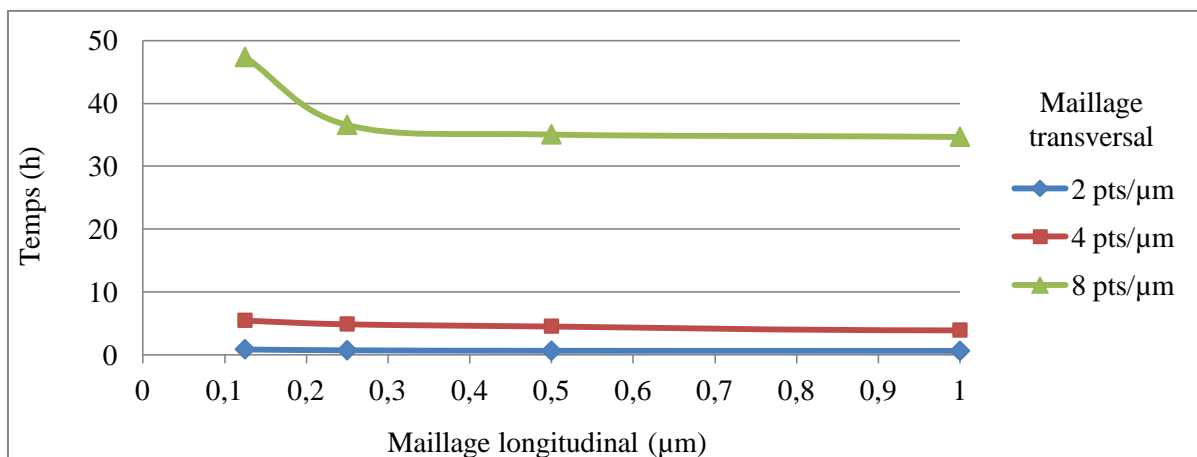


Figure 91 : Durée de simulation du modèle du coupleur 2x2

Compte tenu des durées de simulation importantes pour certains maillages, il est primordial de déterminer le pas de calcul le plus grand garantissant une bonne précision des résultats. On observe alors, sur la figure 92 et la figure 93, le comportement du modèle du coupleur 2×2 , à 850 nm, en termes de pertes d'insertion pour chacun des bras, en fonction des maillages transversal et longitudinal.

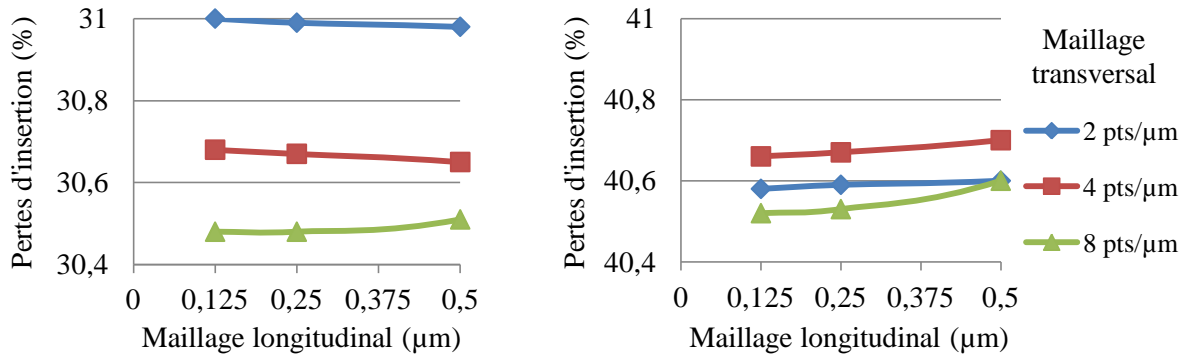


Figure 92 : Pertes d'insertion des bras T (gauche) et C (droite), fonction du maillage longitudinal

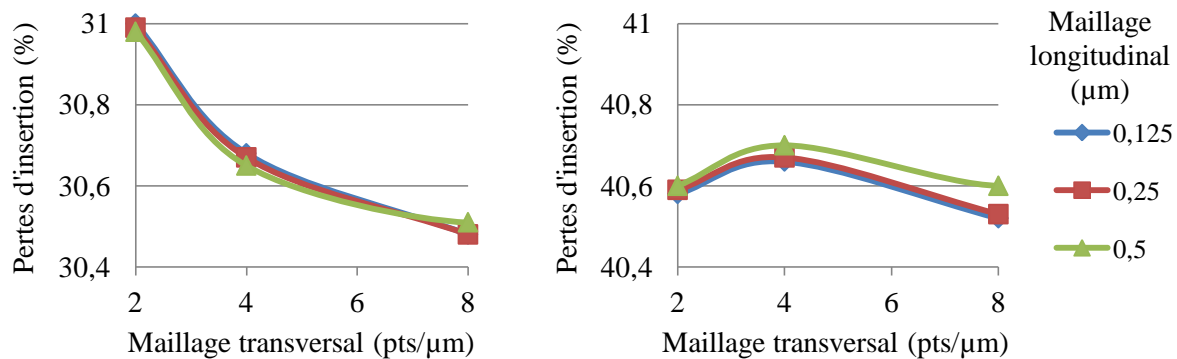


Figure 93 : Pertes d'insertion des bras T (gauche) et C (droite), fonction du maillage transversal

L'objectif est donc de déterminer le pas le plus grand, et donc la durée de calcul la plus faible, pour lequel l'écart entre les résultats reste insignifiant. Quel que soit le maillage transversal choisi (2, 4 ou 8 pts/μm), il y a une quasi constance des résultats pour les pas longitudinaux 0,125, 0,25 et 0,5 μm. Le pas longitudinal 0,5 μm peut alors être choisi. Pour le maillage transversal, 2 pts/μm est écarté car ce maillage ne montre pas des résultats convergents avec ceux des autres maillages. 8 pts/μm est également écarté car il génère des durées de simulation trop importantes alors que les résultats sont suffisamment proches de ceux du maillage à 4 pts/μm.

Le choix des paramètres de simulation est alors le résultat d'un compromis entre durée de simulation et précision des résultats. Le maillage retenu, pour les simulations du modèle de coupleur 2×2 , avec le logiciel OptiBPM, à 850 et 1300 nm, est 0,5 μm (2 pts/μm) longitudinalement et 4 pts/μm (0,25 μm) transversalement. La durée de simulation du modèle créé est d'environ 4h30.

III.C.4. L'optimisation des paramètres géométriques

Il est connu, et on le vérifie expérimentalement, que la meilleure uniformité de la puissance en sortie du coupleur est obtenue pour un champ incident hautement multimode, émulant une source de type DEL par exemple. Le modèle de coupleur 2×2 créé doit satisfaire à cette propriété. Le coupleur est soumis au champ uniforme défini par l'équation [4.34]. Après simulation, les champs en sortie des bras T et C du coupleur (pour lesquels le champ est respectivement Transmis et Couplé) permettent de calculer les pertes d'insertion sur ces deux bras et d'en déduire les pertes en excès et l'uniformité de la puissance en sortie du coupleur. Effectuer ces simulations et ces calculs pour différentes longueurs du coupleur, autour de la longueur 1 cm, doit permettre d'obtenir la longueur optimale du coupleur pour laquelle les spécifications du constructeur SEDI – Fibres Optiques sont respectées. Pour le coupleur 2×2 équilibré à base de fibre multimode $50/125 \mu\text{m}$, les pertes d'insertion doivent être inférieures à 1 dB, de même pour l'uniformité.

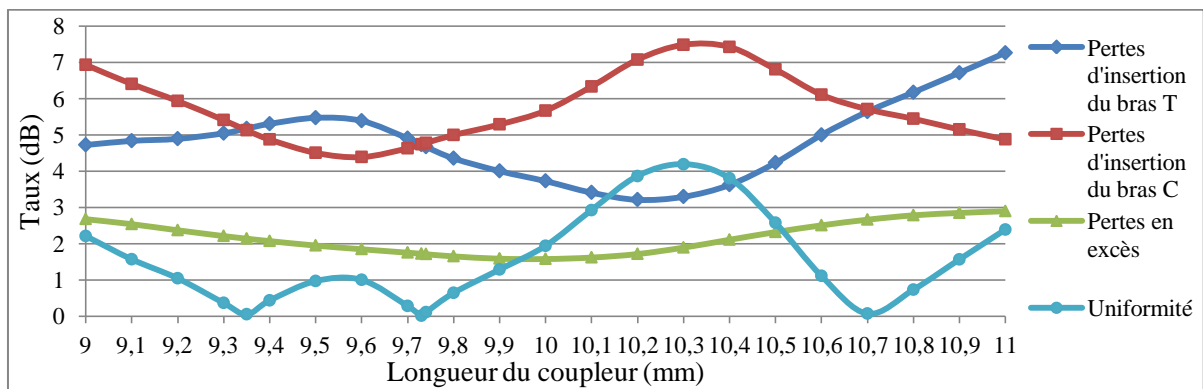


Figure 94 : Performances du modèle de coupleur 2×2 , en fonction de sa longueur

La figure 94 montre les performances du modèle, en fonction de la longueur du coupleur. Pour chaque longueur, entre 9 et 11 mm, par pas de 0,1 mm, une simulation du comportement du coupleur est effectuée à 850 nm. Le modèle reflètera le mieux les performances réelles sur les plages de longueur pour lesquelles l'uniformité est inférieure à 1 dB et atteint sa valeur minimale. On distingue trois plages possibles sur la figure 94 : (9,2 – 9,5), (9,6 – 9,85) et (10,6 – 10,85). Vue la méthode de fabrication du coupleur réel, présentée au chapitre III.B, jugée « artisanale », on peut penser que la longueur du coupleur peut différer d'un composant à l'autre. La plus grande des trois plages de longueurs (9,2 à 9,5 mm) sera alors choisie, afin de conserver, quel que soit le coupleur réel choisi, des résultats de simulations concordants. La longueur du modèle du coupleur est donc choisie à 9,35 mm.

Pour cette valeur, l'uniformité du coupleur est quasi-parfaite. Le modèle est donc bien paramétré. En revanche, les pertes en excès sont de l'ordre de 2 dB, supérieures à la

spécification du constructeur. La raison est que la forme du champ incident utilisée excite beaucoup plus les modes d'ordre élevé et les modes à fuite, lors de la simulation, que lors de mesures avec une source multimode réelle. Et on sait bien que ces modes vont, notamment à l'entrée du coupleur, davantage participer aux radiations vers la gaine qu'ensuite dans les phénomènes de couplage et de propagation du champ [65]. Ces radiations vers la gaine sont la cause d'une valeur plus élevée de la perte en excès du coupleur, avec un écart pour la valeur de ces pertes entre simulations et mesures expérimentales qui reste néanmoins raisonnable.

Injectons un champ quelconque à une entrée du coupleur. Après simulation, les champs en sortie sont respectivement notés 1 et 2. Le modèle du coupleur 2×2 créé étant parfaitement symétrique, ce même champ, injecté dans l'autre entrée, fournira sur les mêmes sorties respectivement les champs 2 et 1. Or le modèle créé ne se comporte pas ainsi.

Dans le logiciel OptiBPM, tout guide d'onde est dessiné dans une couche appelée substrat, positionné dans la région $Y < 0$. La région $Y > 0$ est une partie consacrée à la gaine. Les deux guides « polis » sont alors positionnés suivant l'autre axe transversal X . Le modèle créé a son bras T dans la région $X > 0$ et le bras C dans la région $X < 0$ (figure 87). Les calculs numériques du champ transversal se font alors avec ($X > 0 ; Y < 0$) pour le bras T, et avec ($X < 0 ; Y < 0$) pour le bras C. Le calcul numérique, dans deux régions différentes du plan, génère alors des erreurs lorsque le champ incident est asymétrique dans le plan d'entrée.

Nous avons repositionné l'ensemble des guides du coupleur dans la région $X > 0$, tel que décrit sur la figure 95, et nous avons pu vérifier que le comportement du coupleur respectait maintenant l'hypothèse énoncée initialement.

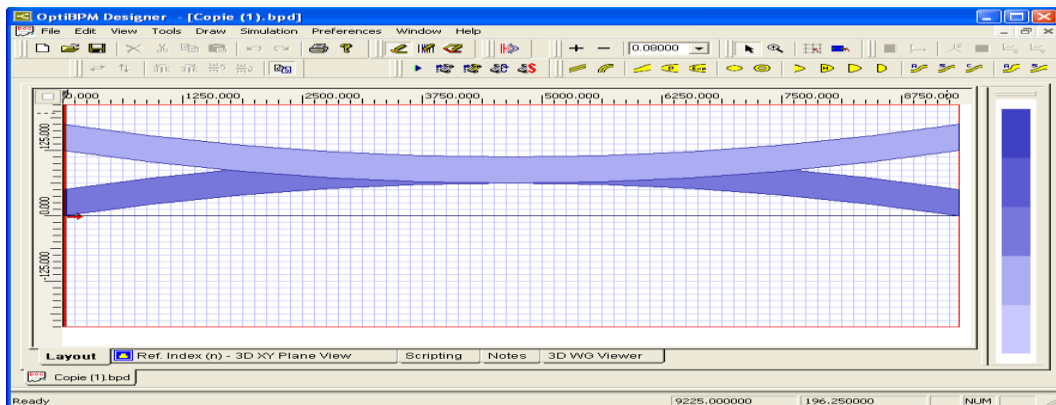


Figure 95 : Nouveau modèle du coupleur 2×2 .

Avec OptiBPM, le substrat est toujours centré sur $X = 0$. La région $X < 0$, bien qu'inutile, reste présente dans nos simulations. La largeur du substrat est plus grande que celle du premier modèle. La durée de simulation du composant est désormais d'environ 7h30.

III.D. Les matrices de transfert modal du coupleur

III.D.1. Le comportement modal du modèle

Pour déterminer le comportement modal du composant, nous devons y injecter un à un les modes déterminés au chapitre II.C.2 et exposés en annexe. Les systèmes à base de fibre multimode silice sont principalement conçus pour être utilisés dans les deux premières fenêtres de longueurs d'onde télécoms, centrées autour de 850 et 1300 nm, le modèle sera donc étudié pour ces longueurs d'onde. La propagation des 93 et 42 champs associés aux modes LP, respectivement à 850 et 1300 nm, est simulée avec le logiciel OptiBPM. A l'issue de ces simulations, les champs en sortie permettent de déterminer les pertes d'insertion des bras T et C (figure 96), les pertes en excès et l'uniformité de puissance en sortie (figure 97).

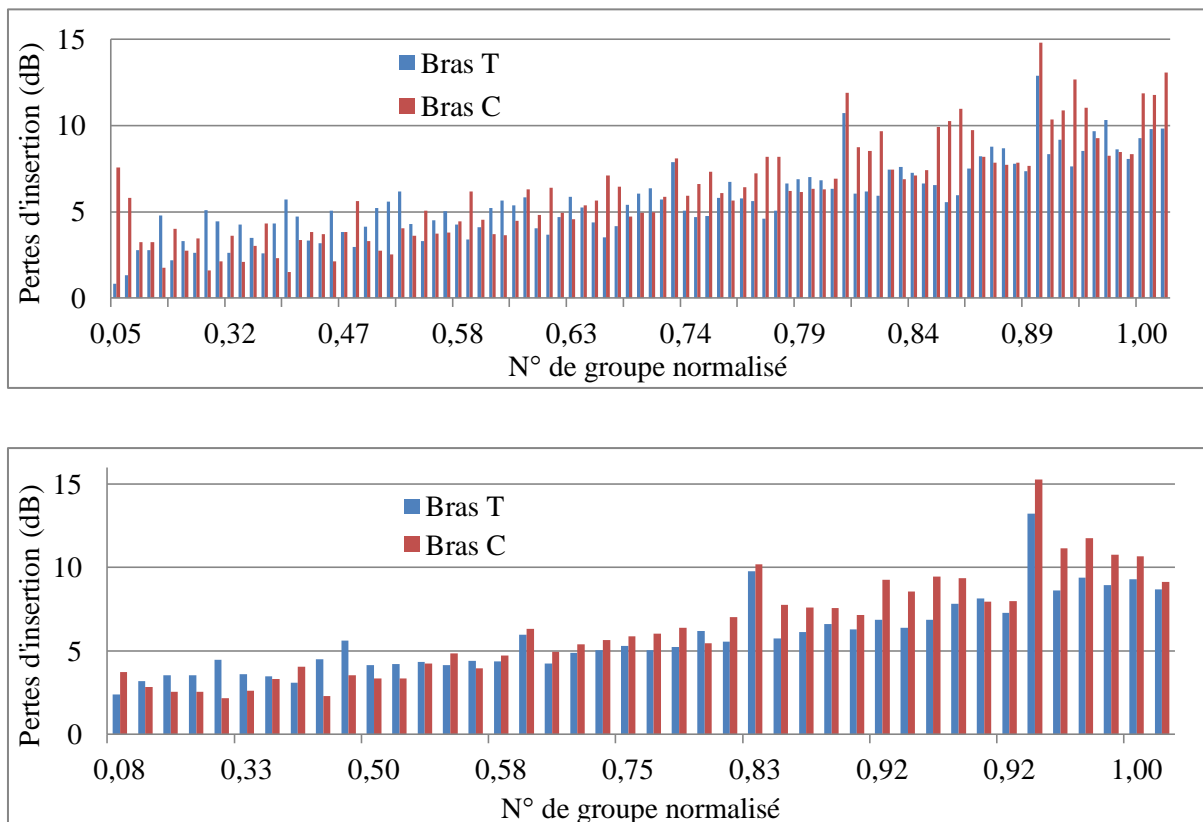


Figure 96 : Comportement modal du modèle : pertes d'insertion des bras T et C à 850 (haut) et 1300 nm (bas)

Plus les modes ont un indice effectif se rapprochant de celui de la gaine, plus les pertes d'insertion augmentent globalement, pour les deux longueurs d'onde. Ces modes étant susceptibles de participer aux radiations vers la gaine, les pertes en excès augmentent aussi. Par contre, il n'est pas possible d'établir une loi pour l'uniformité en sortie du coupleur en fonction du mode excité. Cela ne facilite pas l'étude du comportement modal du coupleur.

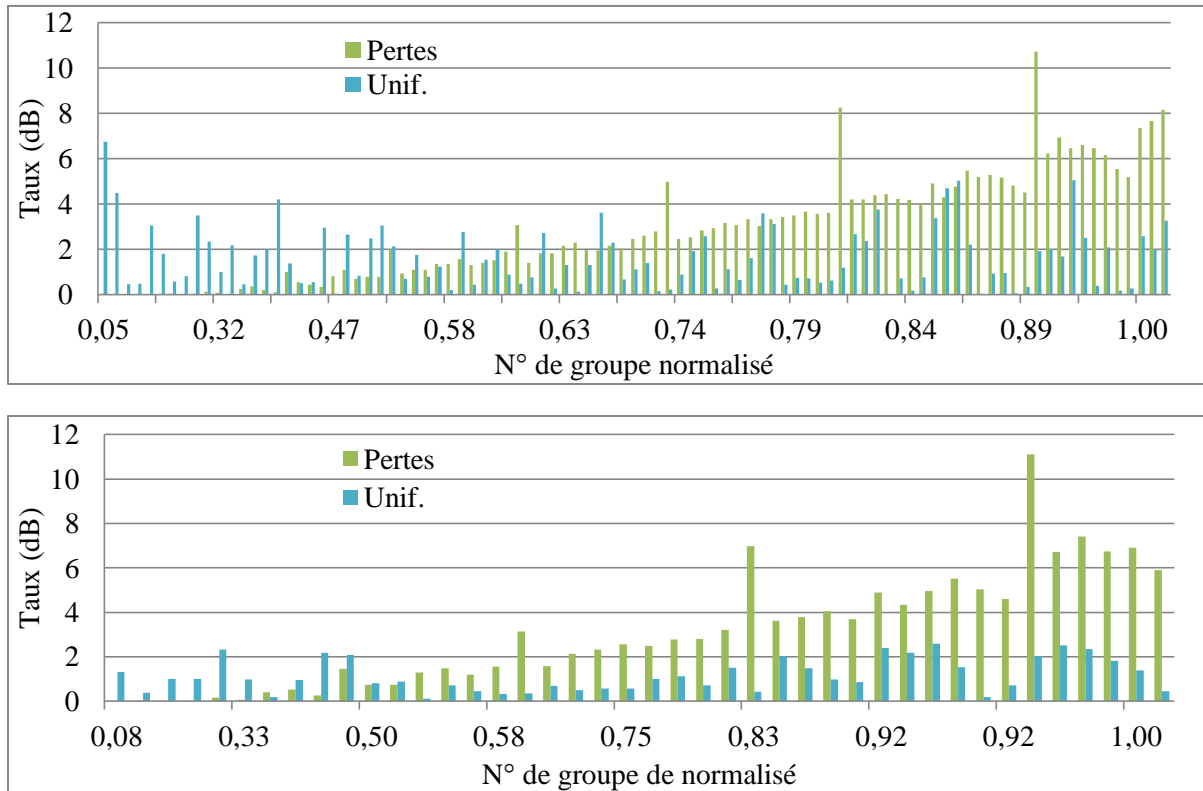


Figure 97 : Comportement modal du modèle : pertes en excès et uniformité à 850 (haut) et 1300 nm (bas)

135 simulations ont été réalisées, d'une durée d'environ 7h30 chacune, ce qui représente environ un mois et demi de simulations en continu. L'objet de la section suivante est de proposer une nouvelle méthode de calcul, s'appuyant sur ces premiers résultats de simulation, afin de réduire la durée de l'étude du comportement du coupleur soumis à différents types de champ.

III.D.2. La création des matrices de transfert modal

A partir des résultats des simulations pour chaque mode, une fonction de transfert du système est établie. Le champ incident, associé à un mode, s'est propagé dans le coupleur 2×2 . Les deux champs résultants en sortie sont décomposés sur l'ensemble des modes de la fibre. Chaque champ décomposé devient alors un vecteur colonne, dont les éléments sont les coefficients d'amplitude complexe modale. Le coupleur étant un système linéaire, chacun de ces deux vecteurs colonne est réemployé pour devenir une colonne de la matrice de transfert modal, représentant chaque bras du coupleur. Les autres colonnes de la matrice sont issues du même processus appliqué au champ associé aux autres modes. La méthode de calcul théorique pour établir ces matrices est alors la suivante :

Il faut tout d'abord résoudre l'équation d'onde pour la structure inhomogène du coupleur 2×2, pour chaque mode en l'excitant avec un champ spatial propre correspondant au mode :

$$U(x, y, 0) = u_n(x, y) \quad [4.35]$$

On rappelle que $u_n(x, y)$ est le champ complexe spatial correspondant au mode n . On résout ensuite l'équation d'onde, définie par la relation [4.2], pour chaque bras du coupleur. Le calcul fournit deux champs solutions, résultant de chaque sortie du coupleur. Cette première étape a été réalisée par simulation. On décompose ensuite les deux champs sur la base orthogonale des modes pour obtenir les coefficients des amplitudes complexes modales des bras T et C. Pour chaque mode n_e excité à l'entrée, le champ en sortie est décomposé sur l'ensemble des modes n_s :

$$c_{n_e, n_s}^{(i)}(L) = \iint_S U^{(i)}(x, y, L) \cdot u_{n_s}^*(x, y) \cdot dx \cdot dy \quad [4.36]$$

où i correspond au bras T ou C, L est la longueur du coupleur. u_n est identique pour chaque bras du coupleur, à l'entrée comme à la sortie, car les fibres le composant sont identiques. Nous établissons, à partir des coefficients calculés, les matrices de transfert des amplitudes complexes modales. Chaque bras du coupleur est alors modélisé par une matrice carrée de transfert modal, dont les éléments sont :

$$M_{n'_e, n'_s}^{(i)} = c_{n_e, n_s}^{(i)}(L) \cdot \delta(n'_e - n_e) \delta(n'_s - n_s) \quad [4.37]$$

où δ est le symbole de Kronecker pour lequel $\delta(x) = 1$ pour $x = 0$ et vaut 0 sinon. n_e est un mode d'entrée, correspondant alors à une colonne de la matrice ; n_s , élément de la base des modes en sortie, correspond à une ligne de la matrice.

Un travail précédent des auteurs de [64] avait été réalisé, à base de calculs similaires sur les groupes de modes, donc sur le champ résultant d'un groupe de modes excités. Par cette méthode, le calcul est beaucoup plus rapide mais apporte moins de précision par rapport à un calcul sur les modes. De plus, les calculs étaient réalisés à l'aide de matrice de transfert modal de puissance et non de champ comme c'est le cas dans notre étude. L'approche présentée, sur les modes, et non les groupes de modes, est selon les auteurs de [64] et de [72] la méthode la plus correcte et la plus directe. Cependant, il faut avoir au préalable créé le modèle géométrique du coupleur. Il est difficile à réaliser, car les paramètres opto-géométriques des

coupleurs ne sont pas connus et sont des secrets de fabrication, ce que nous avons déjà observé au chapitre III.B.

Pour construire les matrices, il nous suffit alors de réutiliser les résultats obtenus à la section précédente, de décomposer tous les champs sur l'ensemble des modes de la fibre, et de construire les deux matrices. Ce sont deux matrices de coefficients complexes. Pour leur représentation, nous avons choisi de séparer le module de la phase de chaque coefficient. Nous obtenons alors une matrice de modules (figure 98) et une matrice de phases (figure 99), pour chaque bras, et pour chaque longueur d'onde.

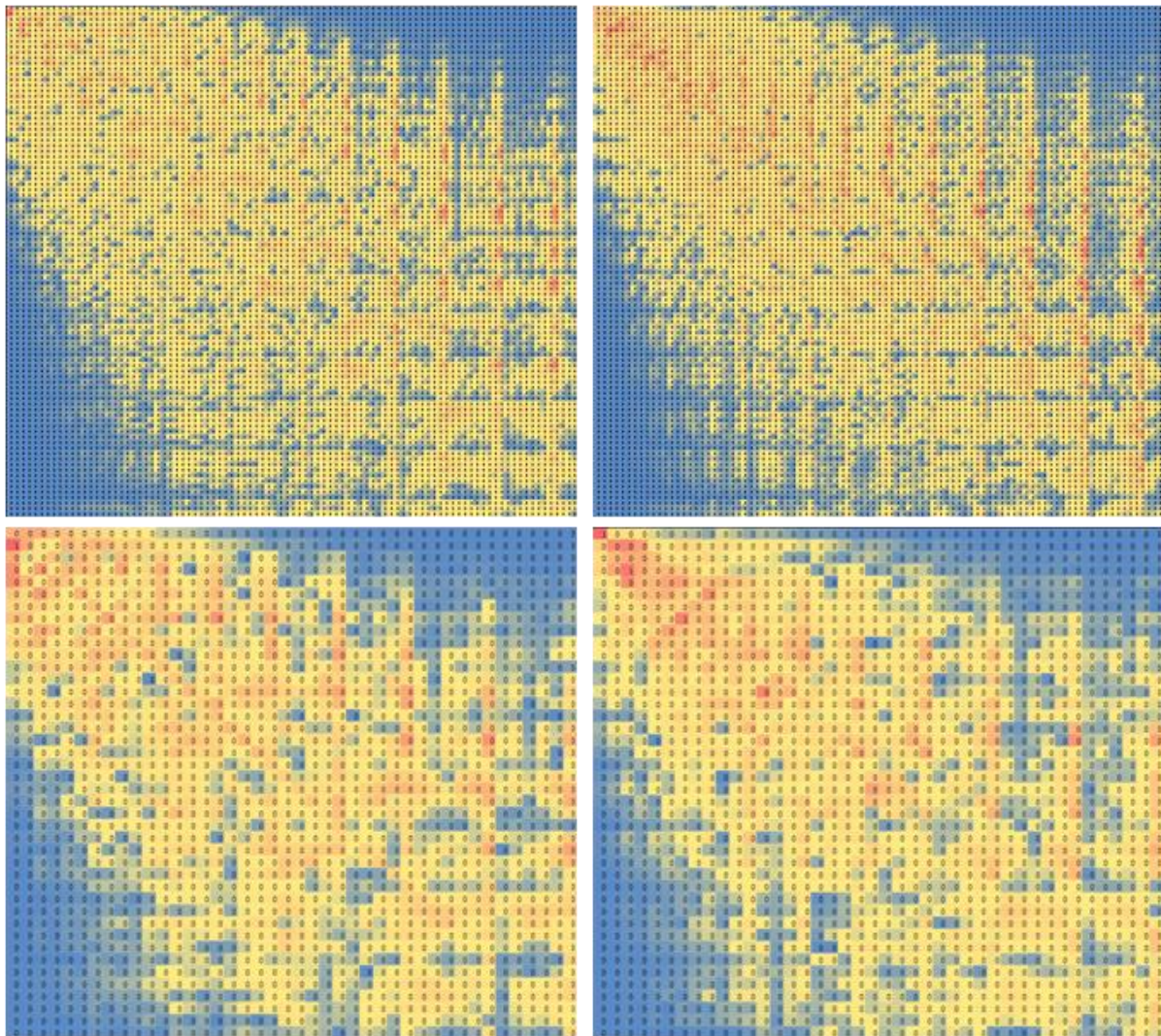


Figure 98 : Matrice des modules des coefficients d'amplitude complexe modale du bras T (gauche) et C (droite) à 850 (haut) et 1300 nm (bas)

On rappelle que chaque colonne est issue de la décomposition modale du champ résultant de l'excitation d'un mode. Un jeu de couleurs allant du bleu au rouge est utilisé pour des valeurs croissantes allant de 0 à la valeur maximale. A noter que si le système était parfait, c'est-à-

dire sans atténuation et sans couplage entre les modes, nous obtiendrions des matrices identité (une diagonale rouge sur fond bleu). On observe bien ici que ce n'est pas le cas : les diagonales sont très « élargies », montrant le couplage entre les modes. De plus, le jeu de couleur « décroît » du rouge vers le bleu, en passant par une large zone jaune, de la diagonale vers les extérieurs de la matrice, montrant l'atténuation propre de chaque mode.

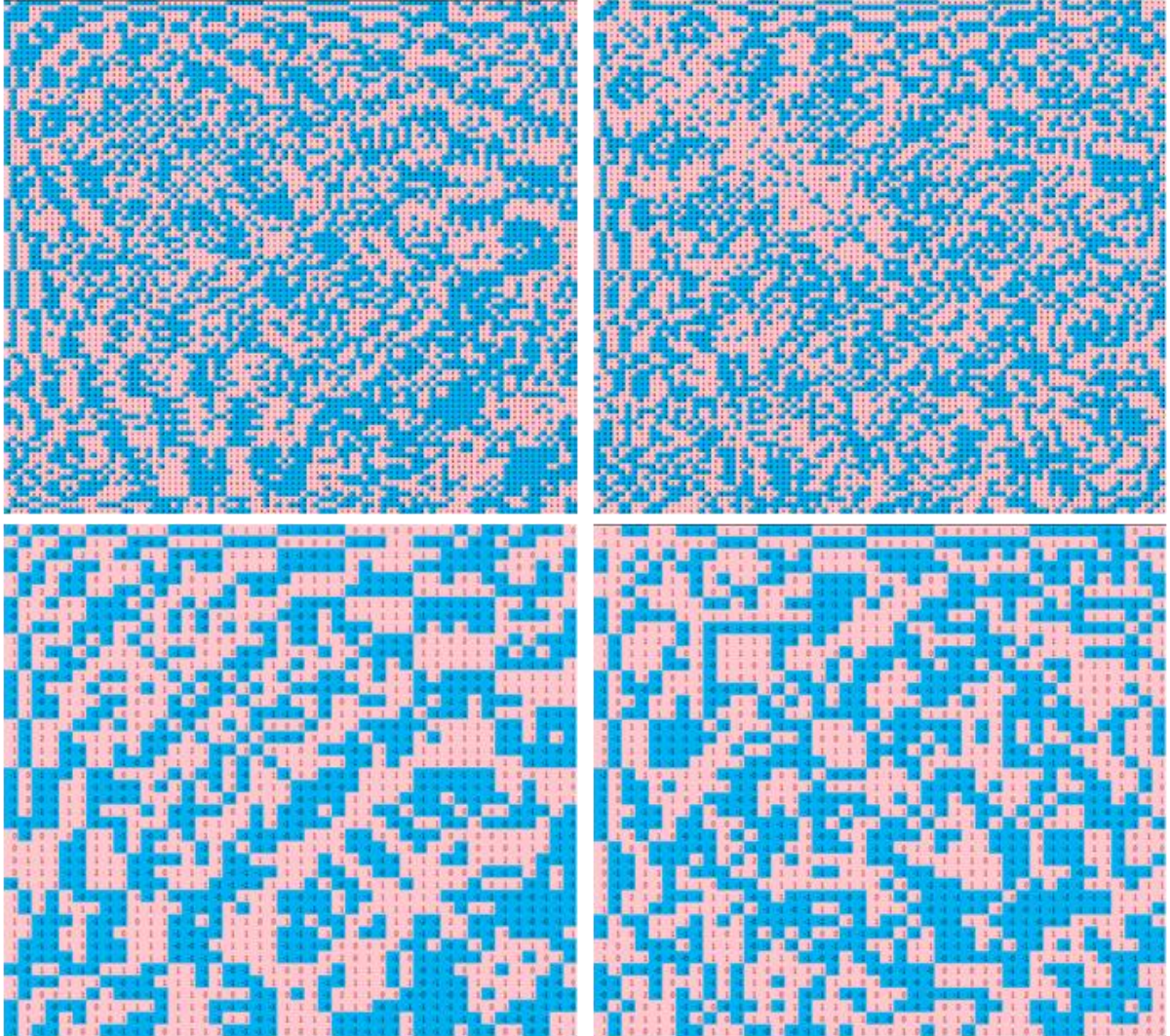


Figure 99 : Matrice des phases des coefficients d'amplitude complexe modale du bras T (gauche) et C (droite) à 850 (haut) et 1300 nm (bas)

Pour les matrices de phase (figure 99), un simple jeu de deux couleurs est utilisé : rouge pour les valeurs négatives, bleu pour les valeurs positives. Il n'y a pas d'information à relever de leur observation. Elles sont néanmoins indispensables dans les différents calculs. Seule leur symétrie, par rapport à la diagonale principale, est remarquable.

Ces matrices doivent désormais permettre d'obtenir tous les champs en sortie du coupleur, pour tout champ incident, par un simple calcul matriciel.

III.D.3. La comparaison des résultats issus des deux méthodes

La méthode de calcul, à partir des matrices, est-elle valide ? Peut-elle remplacer les simulations ? Fournit-elle les mêmes résultats ? C'est ce que nous avons vérifié en comparant simulations et calculs matriciels pour des champs incidents gaussiens, centrés sur le cœur de la fibre d'entrée du coupleur, et pour différents rayons à mi-hauteur (de 5 à 50 μm , par pas de 5 μm).

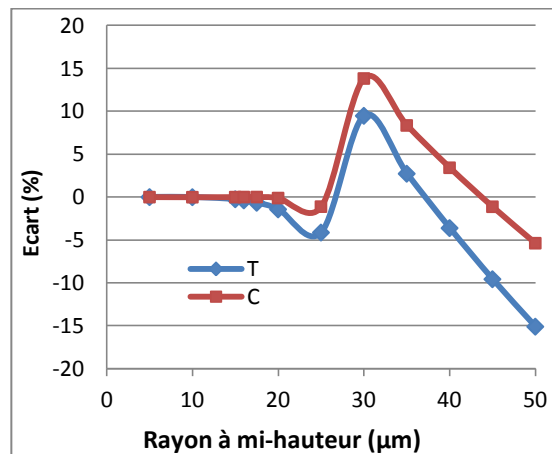


Figure 100 : Ecart de puissance pour les bras T et C entre simulation et calcul matriciel, à 1300 nm

La figure 100 montre l'écart, en pourcentage, de la puissance calculée, sur les bras T et C, à partir des champs en sortie du coupleur obtenus par simulation et par calcul matriciel. L'écart est acceptable jusqu'à un rayon de la source de 20 ou même 25 μm , et égal au rayon du cœur de la fibre. Au-delà, l'écart est trop important. Or, les sources conduisant à une dégradation de l'uniformité du coupleur présentent un rayon inférieur à celui du cœur de la fibre. On considère alors que la méthode matricielle créée est valable pour le domaine de notre étude. Elle sera donc utilisée par la suite pour connaître le comportement du modèle du coupleur 2×2 face à différentes formes de champ incident. Il convient alors maintenant de définir les champs incidents à étudier, modélisant des faisceaux issus de sources réelles.

IV. La modélisation de la source de type laser

Le cas de la source de type DEL a déjà été traité : son champ, choisi gaussien large ou uniforme, est hautement multimode. La DEL est la seule source que nous connaissons pour laquelle le coupleur est équilibré. Ce type de source a été considéré comme une référence pour la création du modèle de coupleur 2×2 et permettra, dans la suite de l'étude, de vérifier le comportement de la cascade de coupleurs. Cette section se concentre sur l'étude des autres sources utilisées dans les transmissions optiques, les sources de type laser.

La cavité résonante est à la base de leur fonctionnement. Comme la fibre, une telle structure est guidante et possède donc des modes de résonance. Ces modes de résonance de la cavité sont notés TEM_{mnq} (Transverse Electro-Magnétique). Les indices m et n indiquent le nombre de minimums relatifs à chaque coordonnée transversale. Chaque mode transverse TEM_{mn} est associé à un mode longitudinal, ou spectral, q . Comme dans toute cavité possédant des parois réfléchissantes, il existe une certaine répartition de l'intensité lumineuse suivant l'axe longitudinal du laser. En effet, du fait des conditions d'interférences dans la cavité, il ne peut exister que certaines fréquences particulières menant à un système d'ondes stationnaires stables le long de l'axe longitudinal. Ces fréquences particulières, que l'on retrouve dans le faisceau laser de sortie, sont appelées modes longitudinaux ou spectraux. Un laser est dit « monomode transversal » lorsque seuls les modes TEM_{00q} sont présents. Lorsqu'on parlera d'un laser « monomode longitudinal », on fera référence à un laser ayant une fréquence bien définie (q fixé). Un seul mode longitudinal sera autorisé à osciller. Le laser présente alors une grande pureté spectrale ainsi qu'une longueur de cohérence importante. En réalité, il existe toujours des modes transverses associés à un mode longitudinal mais le laser monomode (longitudinal) est généralement caractérisé par un rapport supérieur à 35 ou 40 dB entre le mode dominant (longitudinal) et les modes adjacents.

La structure transversale des modes d'une cavité peut être à symétrie rectangulaire (polynôme d'Hermite), à symétrie cylindrique (polynôme de Laguerre) ou peut s'écrire comme une combinaison linéaire des deux précédentes solutions. Cette structure dépend de la forme de la cavité résonante, en particulier de la forme des miroirs et de la forme de l'ouverture par laquelle les rayons s'échappent. Nous supposerons que les résonateurs étudiés ici sont à

symétrie cylindrique. Les modes produits par ces cavités s'expriment alors à l'aide de polynômes de Laguerre-Gauss (LG). Cependant, des imperfections dans l'alignement des composants formant la cavité causent souvent la conversion des modes LG en modes de Hermite-Gauss (HG) [86]. Nous ne considérerons pas cette conversion en modes de type HG, par simplification, hypothèse très souvent utilisée dans la littérature.

Les modes, par combinaison linéaire, constituent un faisceau. Nous ne nous intéressons ici qu'à l'étude des faisceaux, suffisante pour déterminer la cartographie des modes excités à l'entrée de la fibre.

Nous allons maintenant exposer les différents types de faisceaux émulant les différents types d'injection dans la fibre. Nous nous demanderons alors quelle est la largeur spectrale et la largeur du faisceau d'un laser monomode ? Et d'un laser multimode ?

IV.A. Les faisceaux gaussiens

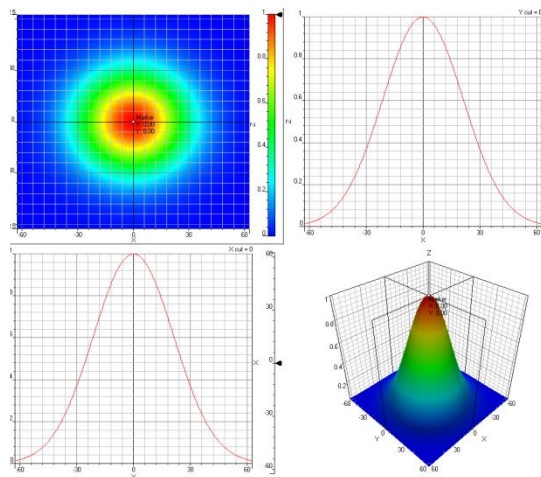


Figure 101 : Représentation 2D et 3D d'un champ gaussien

Ce type de faisceau est utilisé pour modéliser des sources multimodes, de type DEL par exemple, comme cela a été étudié au paragraphe III.C.2, avec une largeur au moins égale au diamètre du cœur de la fibre. Nous allons voir maintenant que ce type de faisceau permet aussi de modéliser des faisceaux émis par des sources de type laser, donc avec une largeur beaucoup plus petite que le diamètre du cœur de la fibre.

Dans cette partie, par un réglage précis de la cavité, on cherche à privilégier le mode gaussien fondamental TEM_{00} du laser.

Pour ce mode particulier, l'intensité lumineuse I , proportionnelle au carré du champ électrique A , est donnée par:

$$I(r, z) = I_0 e^{-2 \frac{r^2}{w(z)^2}} \quad [4.38]$$

$$A(r, z) = \sqrt{I_0} e^{-\frac{r^2}{w(z)^2}} \quad [4.39]$$

où w est le rayon auquel l'intensité décroît d'un facteur e^2 et l'amplitude du champ d'un facteur e par rapport à leur maximale sur l'axe dans le cas de l'amplitude du champ.

La figure 101 représente l'amplitude du champ avec le rayon à mi-hauteur $r = 25 \mu m$, le rayon à $1/e$ étant défini par :

$$w_{1/e} = \sqrt{2 \ln 2} \cdot r \quad [4.40]$$

En conséquence du principe de conservation de l'énergie, l'onde gaussienne s'étale transversalement lors de sa propagation et son amplitude décroît. Son profil reste néanmoins toujours gaussien.

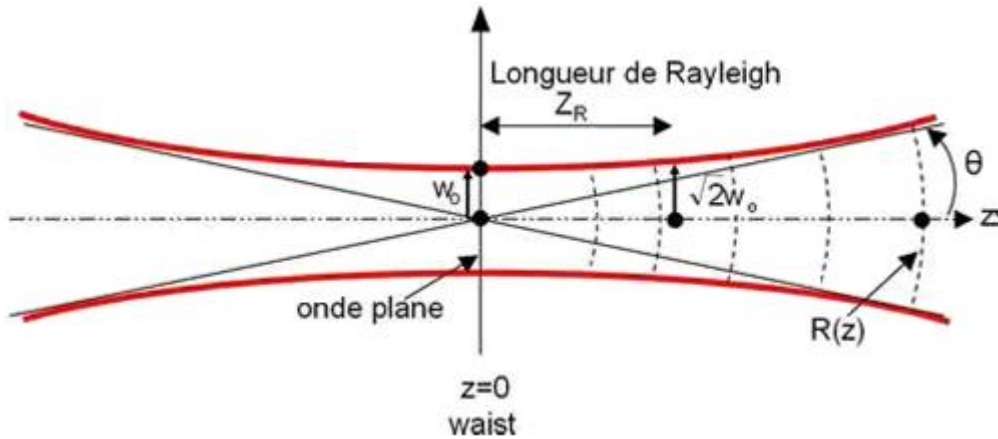


Figure 102 : Profil transversal du mode gaussien fondamental se propageant suivant l'axe optique z

La divergence du faisceau s'écrit :

$$\lim_{z \rightarrow +\infty} \frac{w}{z} = \frac{w_0}{Z_R} = \frac{\lambda}{\pi w_0} = \tan \theta \quad [4.41]$$

où θ est défini par la figure 102.

Voici deux exemples à la longueur d'onde $1 \mu m$: pour un faisceau focalisé avec $w_0 = 10 \mu m$ et $Z_R = 314 \mu m$, la divergence est $\theta = 1,8^\circ$, alors que pour un faisceau collimaté avec $w_0 = 1 mm$ (grand *waist*) et $Z_R = 3,14 mm$, la divergence est $\theta = 0,018^\circ$. Plus un faisceau est large, moins il diverge. Au contraire, les faisceaux, étroits, issus de laser seront très divergents (figure 103).

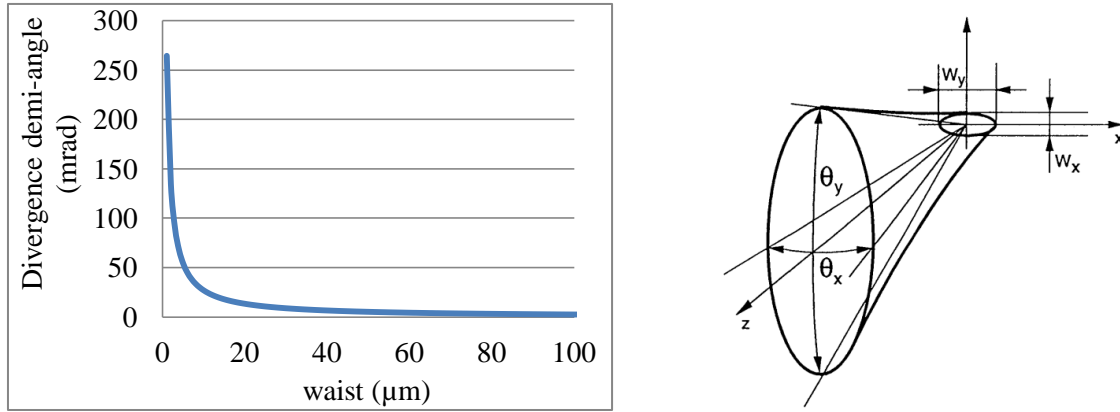


Figure 103 : Divergence d'un faisceau gaussien calculée (gauche) et représentation graphique de la divergence du faisceau émis par la tranche d'un laser à semi-conducteur [88] (droite)

La distribution en amplitude et en phase du champ électromagnétique sur la face de sortie, ou champ proche, détermine le diagramme de directivité, ou champ lointain, caractérisé par les angles du faisceau émis θ_x et θ_y . La diffraction fixe ces angles par les relations approximatives suivantes [89] :

$$\theta_x = \frac{4\lambda}{\pi w_z} \quad \text{et} \quad \theta_y = \frac{4\lambda}{\pi w_y} \quad [4.42]$$

où les deux angles θ sont les angles dans les plans perpendiculaires au substrat, tandis que les largeurs w sont les dimensions (taille du faisceau) du champ proche dans le plan de la face de sortie. Les deux angles θ sont en général différents et typiquement compris entre 20 et 60°.

La largeur W en champ lointain peut s'écrire, après un simple calcul de géométrie :

$$W = w + L \cdot \tan \theta \quad [4.43]$$

où L est la distance à laquelle la mesure est effectuée en champ lointain.

Pour un *waist* de 1 et 3 μm, à 850 nm, les largeurs du faisceau en champ lointain (environ 20 μm) sont respectivement $w = 18$ et 7 μm.

Exposer ces calculs de divergence de faisceau va nous permettre de justifier tous les calculs effectués avec des champs gaussiens de tailles différentes. En effet, la distance entre la source et la fibre engendrera une divergence plus ou moins grande du faisceau. De plus, un système optique avec lentille modifiera également les dimensions du faisceau. Ainsi, les calculs seront effectués avec toutes les largeurs possibles de faisceau (du faisceau très étroit en champ proche à un faisceau aussi large que le cœur de la fibre) et les résultats pourront alors être exploités quelle que soit la configuration du système reliant la source à la fibre.

IV.B. Les faisceaux modélisant les sources laser réelles

Les sources laser utilisées en télécommunications sur fibre optique sont généralement de deux types : les lasers émettant latéralement, ou par la tranche, et ceux émettant par la surface. Nous ne nous intéressons, dans cette étude, qu'aux sources ayant l'avantage de ne pas nécessiter de système de refroidissement ce qui réduit considérablement les coûts du système.

IV.B.1. La diode laser émettant par la tranche

Ce type de source a été utilisée dans les années 1970 notamment dans quelques études [71][93] sur les coupleurs à abrasion – collage et à fusion – étirage. Deux sous-types de diode laser émettant par la tranche sont présentés dans cette partie.

IV.B.1.a. Le laser Fabry-Pérot (FP)

Le spectre d'un laser Fabry-Pérot (FP) contient plusieurs raies et est généralement large, typiquement quelques dizaines de nm. Il est donc multimode longitudinal car plus de 100 modes peuvent laser [90]. Une distribution spatiale non uniforme des porteurs conduit à l'oscillation d'autres modes avec des champs électriques différents. Le laser produit donc également des modes transverses.

Le faisceau émis par cette source est un faisceau gaussien à base elliptique [91]. Il y a généralement un rapport trois entre les deux dimensions transversales du champ. L'ellipse, suivant son plus petit axe, a un diamètre de l'ordre du μm , en champ proche [89][92]. Des mesures de l'intensité du champ proche de ce type de source montrent des diamètres de l'ordre de 1 et 3 μm à $1/e^2$ suivant les axes de l'ellipse (figure 104), avec des angles de divergence respectivement d'environ 60 et 20°. Ces mesures montrent également la validité

de l'approximation gaussienne du champ [89][91].

Il existe aussi des cas pour lesquels la source produit un faisceau gaussien à base circulaire. Les auteurs de [64] considèrent cette forme de faisceau, dont la largeur à mi-hauteur est le quart du rayon de cœur de la fibre, soit environ 6 μm , en champ lointain.

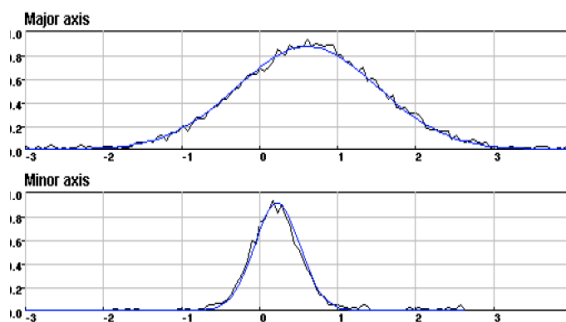


Figure 104 : Profil d'intensité transversal d'une source laser FP [91]

IV.B.1.b. Le laser *distributed feedback* (DFB)

Le laser *Distributed FeedBack* (DFB) est monomode transversal et longitudinal. Son spectre ne présente qu'une seule raie très étroite (de l'ordre du pm). Le faisceau du laser DFB est typiquement gaussien à base elliptique, avec une largeur de l'ordre de 1 et 3 μm , suivant les deux axes transversaux, en champ proche. Son faisceau est très souvent similaire à celui du laser de type FP.

En résumé, le profil d'intensité transversal du faisceau émis par un laser émettant latéralement, de type FP ou DFB, a, en champ proche, une forme gaussienne :

- à base circulaire, de diamètre environ 1 μm , à $1/e^2$ (uniquement dans le cas du laser FP),
- à base elliptique, de diamètres environ 1 et 3 μm , à $1/e^2$, respectivement suivant les axes mineur et majeur de l'ellipse.

Les dimensions transversales du faisceau, sur la face d'entrée de la fibre, dépendent du dispositif de couplage entre la source et la fibre. Un dispositif à base de lentille peut être inséré entre les deux composants. Le couplage peut aussi être effectué en espace libre. Une multitude de solutions existent mais ce n'est pas l'objectif de cette thèse que de mener une étude approfondie sur le couplage source – fibre. Quel que soit le dispositif de couplage employé, nous considérerons que le profil choisi du faisceau n'est pas modifié. Seules ses dimensions transversales changeront et seront soumises aux équations [4.42] et [4.43]. Ainsi, l'étude sera menée avec les profils de base établis et toutes les dimensions transversales pouvant être rencontrées dans un système réel.

IV.B.2. La diode laser émettant par la surface (VCSEL)

Le VCSEL a un comportement multimode différent des diodes laser émettant par la tranche. Ce composant est typiquement monomode longitudinal. Il est stable en température. Son faisceau émis est à base circulaire et symétrique, même pour les modes transverses [94]. Son faisceau a une faible divergence (en général $< 12^\circ$ [94]) ce qui permet un meilleur couplage dans la fibre.

Plus le diamètre de l'aire active est large, plus il existe des modes transverses [95][96]. Le diamètre de la région active d'un VCSEL est compris entre 4 et 20 μm . Jusqu'à un diamètre d'ouverture d'environ 5 μm , le VCSEL est considéré monomode transversal [97], au-delà, il est multimode transversal. La large ouverture fait du VCSEL un composant idéal pour transmission de données sur fibre multimode avec un bruit modal considérablement réduit. La présence de modes d'ordre supérieur peut limiter la puissance du mode longitudinal seul et cela implique une baisse de la cohérence spatiale et temporelle du faisceau émis. Cette propriété est particulièrement intéressante pour notre projet. En effet, les VCSEL fortement multimodes transversaux ont une cohérence plus réduite que les lasers DFB, puisque les modes transverses ont des longueurs d'onde différentes de celle du mode fondamental [94], et ceci affranchit le système de bruit modal. Néanmoins, certaines considérations pour les systèmes à 10 Gbit/s, comme les dispersions chromatiques, limitent le VCSEL à être monomode ou très faiblement multimode [98] (nous verrons plus tard, au paragraphe VIII.A, que c'est le cas d'un des VCSEL à 1300 nm caractérisé au cours de la thèse).

Les modes transverses ont un caractère non-stationnaire et dépendent du courant de polarisation. Chaque mode a son propre courant de seuil et peut donc apparaître à différents moments [98]. Leur existence est due au phénomène de *Spatial Hole Burning* (SHB) : les consommations de porteurs sont spatialement différentes pour les différents modes transverses [96] (dans un laser multimode émettant par la tranche, cas de la section IV.B.1, les modes longitudinaux se partagent le même réservoir de porteurs). La structure des modes du laser change alors avec l'évolution du signal. Ainsi, au plus faible courant, seul le mode fondamental lase. Le faisceau de sortie a un profil transversal gaussien à base circulaire. Quand le courant augmente, et que d'autres modes lasent également, le faisceau prend une forme transversale annulaire, torique ou une forme de « volcan » [64][99] (figure 105 et

figure 106). La présence des modes transverses n'affecte pas la linéarité de la courbe de puissance [100]. Dans la majorité des cas, le profil annulaire est favorable pour le couplage avec la MMF car il permet d'accroître la bande passante du système [100].

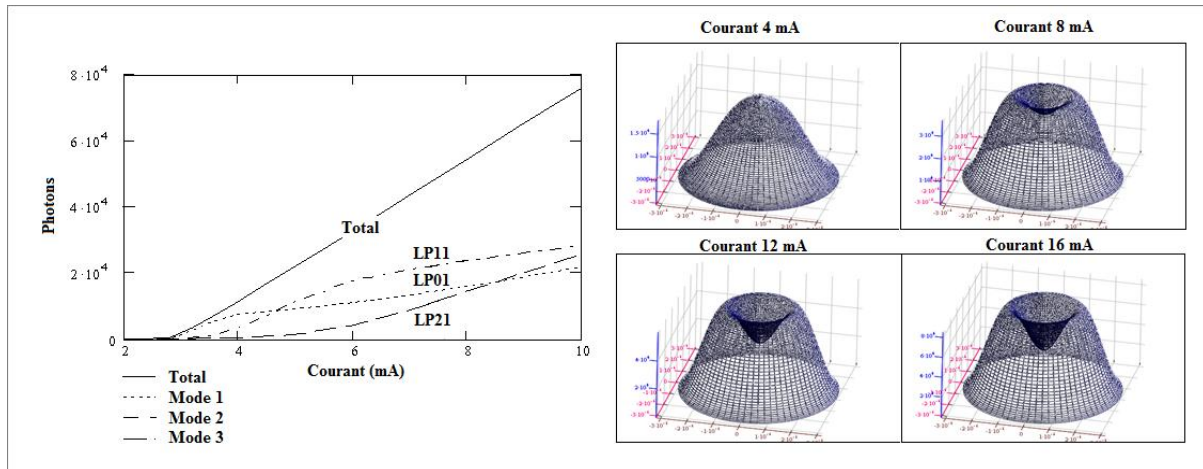


Figure 105 : Profil annulaire du faisceau émis par un VCSEL multimode transversal [100]

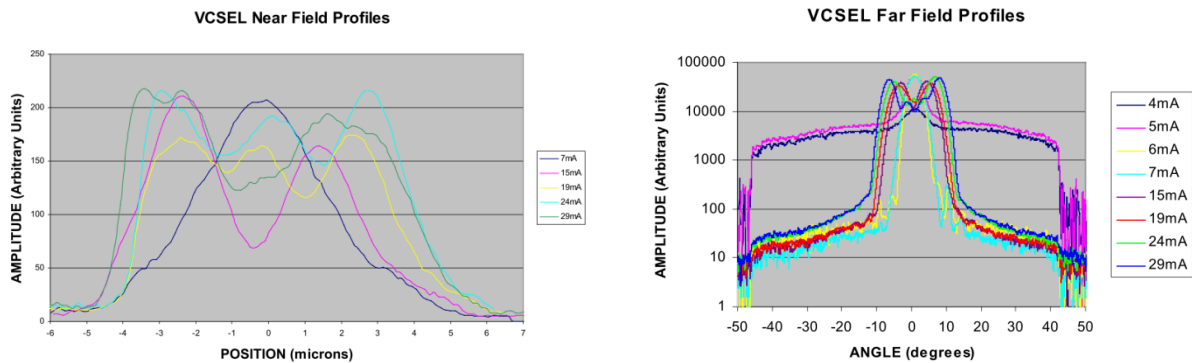


Figure 106 : Profil d'intensité gaussien et annulaire mesurés [89], émis par un VCSEL multimode, en champ proche (à gauche) et en champ lointain (à droite)

Le champ transversal, composé des modes de la source, s'écrit comme une combinaison linéaire de polynômes de Laguerre Gauss [64], puisque l'ouverture de la source est à symétrie cylindrique. Les modes du VCSEL peuvent aussi être approximés par des modes LP. En effet, on peut considérer que la structure du laser est un guide d'onde cylindrique à faible guidage et à saut d'indice [100][101]. Des observations montrent les similarités entre les modes transverses et les modes LP de la fibre MMF [96]. Ils n'ont cependant pas les mêmes indices effectifs ni les mêmes dimensions géométriques.

Un bon moyen d'émuler un VCSEL hautement multimode est de le modéliser par une fibre correspondant au standard RML (*Restricted Mode Launch*) car les dimensions du faisceau sont quasi-identiques [64]. La puissance contenue par chacun des modes du VCSEL est inconnue et ne permet donc pas de reconstituer le champ du faisceau émis. Quant au standard

RML, il est bien défini et sera présenté dans la section suivante.

En résumé, on considérera les deux profils d'intensité émis par le VCSEL, représentés par la figure 107.

L'expression du profil gaussien a déjà été définie. Celle du profil annulaire sera, en deux dimensions (expression [4.44]), la différence entre deux profils gaussiens de largeurs différentes. La courbe du champ est construite en 3D grâce à un programme écrit en langage C.

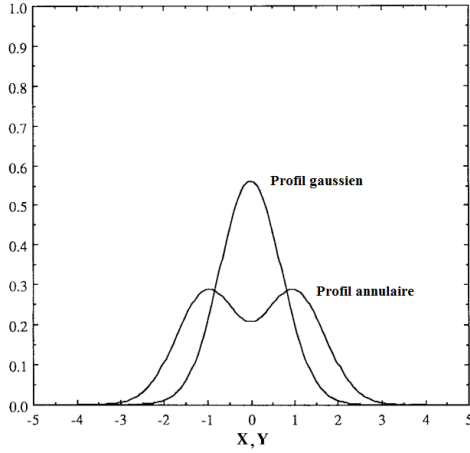


Figure 107 : profils d'intensité gaussien et annulaire émis par un VCSEL multimode

$$f(x) = A \cdot e^{-((x-x_0)/w_1)^2} - B \cdot e^{-((x+x_0)/w_2)^2} \quad [4.44]$$

où A et B sont des constantes définissant l'amplitude des deux maxima et du minimum de la courbe annulaire, x_0 la position des deux maxima par rapport au centre du profil, w_1 et w_2 les largeurs des deux gaussiennes avec $w_1 = 4 \times w_2$.

Finalement, quel que soit le type de source, il est difficile de connaître précisément la distribution du champ émis du fait qu'il existe des différences entre les lasers de différents fabricants et même entre les différents composants d'un même fabricant. De plus, les moyens de notre laboratoire ne nous permettent pas de caractériser les faisceaux des sources utilisées.

IV.C. L'injection d'un faisceau dans la fibre multimode

IV.C.1. Les standards d'injection

Les applications à haut débit mettent en œuvre des émetteurs de type laser (VCSEL par exemple) qui n'excitent pas la fibre de la même manière que les DEL, auparavant souvent utilisées dans les systèmes bas coût en fibre multimode. Une même fibre peut ainsi présenter des caractéristiques et performances différentes selon qu'elle est éclairée par l'un ou l'autre de ces types de source. Il existe deux principaux standards pour des excitations différentes [102][103]. Ils ont été créés pour éliminer la dépendance des réponses fréquentielles mesurées face à différents types de sources lumineuses : les standards OFL et RML correspondent respectivement à une injection par une source de type DEL et de type VCSEL :

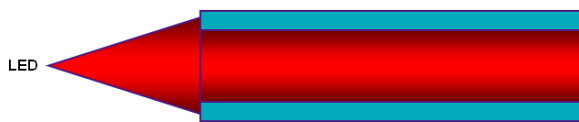


Figure 108 : Mode d'éclairage de la MMF par une DEL



Figure 109 : Mode d'éclairage de la MMF par un VCSEL

IV.C.1.a. L'injection en mode saturé ou *OverFilled Launch* (OFL)

La source optique excite uniformément tous les modes de la fibre multimode (figure 108). Cette condition d'injection est similaire à celle d'une source DEL [104] ou à un faisceau gaussien. Bien que l'OFL émule l'injection par une DEL, ce qui est désormais un cas rare dans les systèmes de communication à base de fibre multimode, la plupart des composants, aujourd'hui disponibles sur le marché, sont spécifiés en bande passante avec ce standard d'injection. L'OFL est obtenue avec un système optique avec lequel l'ouverture numérique théorique maximale de la fibre est dépassée par le cône d'injection et avec un diamètre de la tache injectée de l'ordre du diamètre du cœur.

IV.C.1.b. L'injection en mode réduit ou *Restricted Mode Launch* (RML)

Ce standard permet d'émuler une excitation par un laser de type VCSEL disponible commercialement et modulable au Gbit/s (figure 109). L'injection de type RML, pour la mesure de largeur de bande passante, est créée en filtrant une injection saturée spatialement et

angulairement (donc de type OFL) avec une fibre RML. La fibre RML a un diamètre de cœur de $23,5\ \mu\text{m}$ et une ouverture numérique d'environ 0,21. Il convient que la fibre RML ait une longueur minimale de 1,5 m pour éliminer les modes à fuite et une longueur inférieure à 5 m pour éviter les effets de perte transitoire. L'injection en mode réduit peut aussi être créée en filtrant l'injection saturée avec un filtre de modes ou une fibre enroulée sur mandrin. Pour éviter une perte redondante, il convient que la longueur de la fibre soit de 1 mètre. Le diamètre du mandrin doit être 20 fois plus grand que celui de la gaine de fibre et le nombre de tours doit être de 5.

Il est à noter que le paramètre *Encircled Flux* (EF), défini par une norme [105], permet de caractériser la distribution spatiale de la puissance émise par la source. La norme définit un gabarit garantissant la répétabilité de toutes les mesures sur fibre multimode grâce à une distribution modale stable et équilibrée. Ce gabarit est aussi la région délimitant l'injection OFL de l'injection RML.

IV.C.2. L'injection dans la fibre multimode

Cette partie a pour but de connaître la cartographie des modes excités à l'entrée de la fibre pour les différents types de source présentés précédemment. Cela nécessite de connaître le profil du champ optique de la source et le profil des modes transverses de la fibre [1]. Le nombre de modes réellement excités dépend des paramètres de la source et du système de couplage source – fibre. Le vecteur distribution modale de champ à l'entrée de la fibre dépend donc des conditions initiales imposées par le type de la source [91] et par la distance entre la source et la fibre (typiquement de l'ordre de $20\ \mu\text{m}$ [92]).

Il existe, dans la littérature, de nombreux travaux décrivant le couplage entre source et fibre. Certains utilisent une approche géométrique pour traiter ce problème, comme dans [106]. La plupart ont plutôt une approche ondulatoire :

Le couplage d'un laser FP avec la fibre monomode a été étudié [91][107]. La théorie est développée pour le calcul de l'efficacité de couplage, en fonction d'*offsets* radial et angulaire, entre la source et la fibre. Là encore, le couplage de la lumière dépend de la taille du faisceau du laser et du profil des modes transverses de la fibre.

Le couplage VCSEL – fibre a aussi été étudié [98]. Mais la théorie est ici développée selon le modèle de l'optique géométrique. Dans l'étude [108], le couplage d'un VCSEL avec une fibre multimode de 50 μm de diamètre de cœur est traité sans optique additionnelle. L'objectif est de trouver un compromis entre haute efficacité de couplage et excitation des modes transverses de la fibre.

L'expression de l'efficacité de couplage d'un mode de la source u_{n_S} vers un mode u_{n_F} de la fibre s'écrit :

$$\eta = \frac{\left| \int_0^{2\pi} \int_0^\infty u_{n_S}(r, \phi) \cdot u_{n_F}^*(r, \phi) r dr d\phi \right|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\infty |u_{n_S}(r, \phi)|^2 r dr d\phi \int_0^{2\pi} \int_0^\infty |u_{n_F}(r, \phi)|^2 r dr d\phi} \quad [4.45]$$

Tous les modes de la source sont à décomposer sur l'ensemble des modes de la fibre selon l'équation précédente. Mais dans notre cas, nous ne considérons que le faisceau $U(r, \phi)$ émis par la source, et non ses différents modes. Le principe de calcul reste le même et la relation [4.45] devient :

$$\eta_{n_F} = \frac{\left| \int_0^{2\pi} \int_0^\infty U(r, \phi) \cdot u_{n_F}^*(r, \phi) r dr d\phi \right|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^\infty |U(r, \phi)|^2 r dr d\phi \int_0^{2\pi} \int_0^\infty |u_{n_F}(r, \phi)|^2 r dr d\phi} \quad [4.46]$$

On calcule là l'efficacité de couplage du faisceau de la source sur un des modes de la fibre. On retrouve ainsi le principe de la décomposition modale introduit à la section II.D.

IV.D. La cartographie des modes excités à l'entrée de la fibre

Nous allons observer le couplage des faisceaux, des différentes sources présentées, avec les modes de la MMF. Pour cela, la décomposition modale sera appliquée à tous les faisceaux.

Dans le cas d'une étude sur le couplage VCSEL – fibre [99], des faisceaux de dimensions transversales égales à 20 et 31,25 μm sont retenus pour l'injection dans la fibre. Les premiers modes sont alors mis en jeu dans la propagation dans la fibre. Pour des *waists* plus larges, c'est-à-dire proche du diamètre du cœur de la fibre, les modes d'ordre plus élevé interviennent plutôt majoritairement dans la propagation.

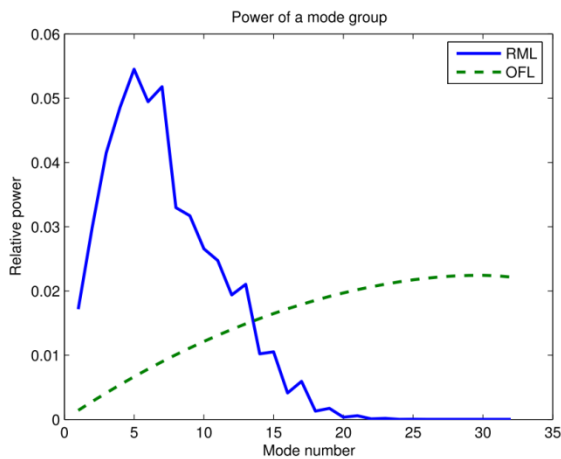


Figure 110 : Décomposition modale pour les injections de type OFL et RML [64]

La figure 110 confirme l'observation de l'étude [99] : l'injection restreinte des modes, au centre du cœur, avec un faisceau de diamètre 23 μm , n'excite principalement que les modes d'ordre inférieur. Au contraire, une injection saturée, par un faisceau de largeur au moins équivalente à celui du cœur de la fibre, excitera davantage les modes d'ordre élevé. Ces modes porteront la plus grande partie de la puissance optique injectée.

Dans les sections suivantes, les décompositions modales sont effectuées à 1300 nm (pour se limiter à 42 points, et non à 93 à 850 nm et ne pas surcharger les courbes). Les champs incidents sont normalisés et centrés sur l'axe de la fibre.

Les graphiques sont construits ainsi : le module du coefficient d'amplitude complexe modal (en ordonnée) est fonction du numéro normalisé du groupe de modes (en abscisse). La phase, comme on l'a vu avec la matrice de transfert, n'apporte pas d'information et n'est donc pas représentée ici.

IV.D.1. Le champ uniforme, à base circulaire

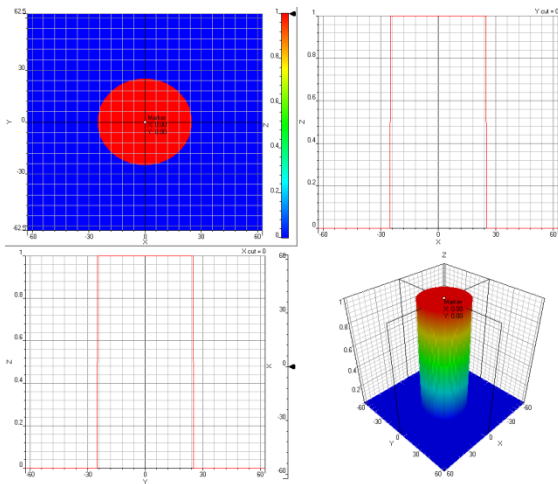


Figure 111 : Représentation 2D et 3D du champ uniforme

Ce champ a été défini au chapitre III.C.2. Il a été utilisé, avec un rayon de $25\text{ }\mu\text{m}$, correspondant à celui de la fibre, pour émuler une source très large de type DEL (figure 111). Le graphique de la décomposition modale pour un rayon de $24\text{ }\mu\text{m}$ montre bien que ce large champ va exciter, à l'entrée de la fibre, autant de modes d'ordre inférieur que ceux d'ordre plus élevé, de manière quasi-uniforme. L'injection est alors de type OFL, comme elle a été définie au chapitre IV.C.1.a.

A noter que ce même type de champ, mais avec cette fois un rayon proche de $6\text{ }\mu\text{m}$, est équivalent à une excitation monomode (figure 112). Plus de modes seront excités pour un rayon plus grand. Pour un rayon plus faible, une multitude de modes est aussi excitée, mais avec une amplitude moindre. Un faisceau de diamètre environ $23\text{ }\mu\text{m}$ correspond au faisceau d'une fibre RML, définie à IV.C.1.b, soit à un champ uniforme de rayon $10 - 12\text{ }\mu\text{m}$ (figure 112). La forme des courbes pour ces rayons est semblable à celle de la courbe « RML » de la figure 110.

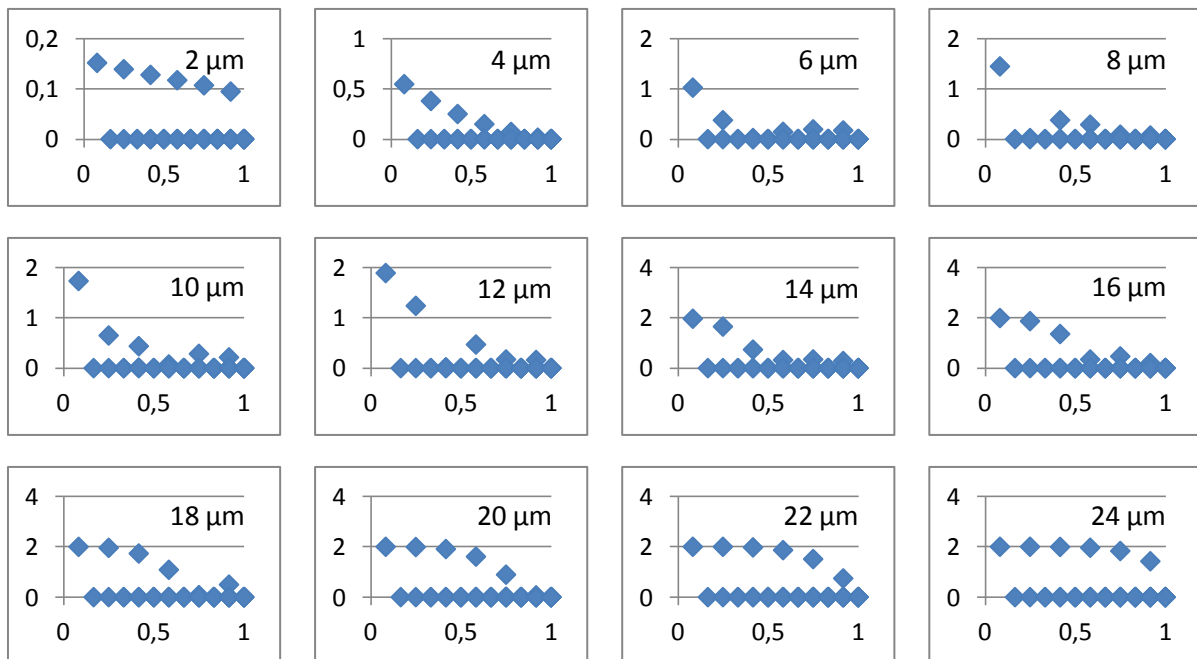


Figure 112 : Décomposition modale d'un champ uniforme, pour différents rayons, à 1300 nm

IV.D.2. Le champ gaussien, à base circulaire

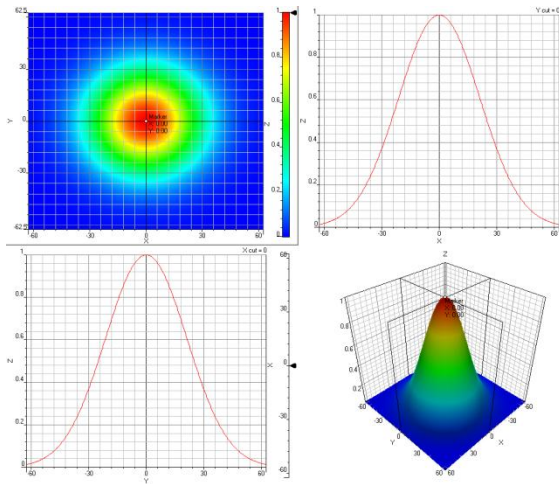


Figure 113 : Représentation 2D et 3D du champ gaussien à base circulaire

L'excitation de la MMF par ce champ large (figure 113) est similaire à celle d'un champ uniforme. Cependant, l'excitation des modes n'est pas ici uniforme. Le profil de la courbe des modes excités est plutôt gaussien, si on ne tient pas compte des modes d'ordre les plus élevés dans le cas des champs les plus larges.

Un rayon de $4 - 6 \mu\text{m}$ correspond à une excitation monomode, soit une injection d'un faisceau issu d'une fibre monomode (figure 114).

Ce profil de champ sera retenu pour émuler les sources réelles suivantes :

- La DEL, avec un rayon très large, supérieur à $20 \mu\text{m}$,
- Le VCSEL, avec un rayon de 6 à $12 \mu\text{m}$, soumis à un faible courant de polarisation,
- Les lasers FP et DFB, avec un rayon inférieur à $6 \mu\text{m}$.

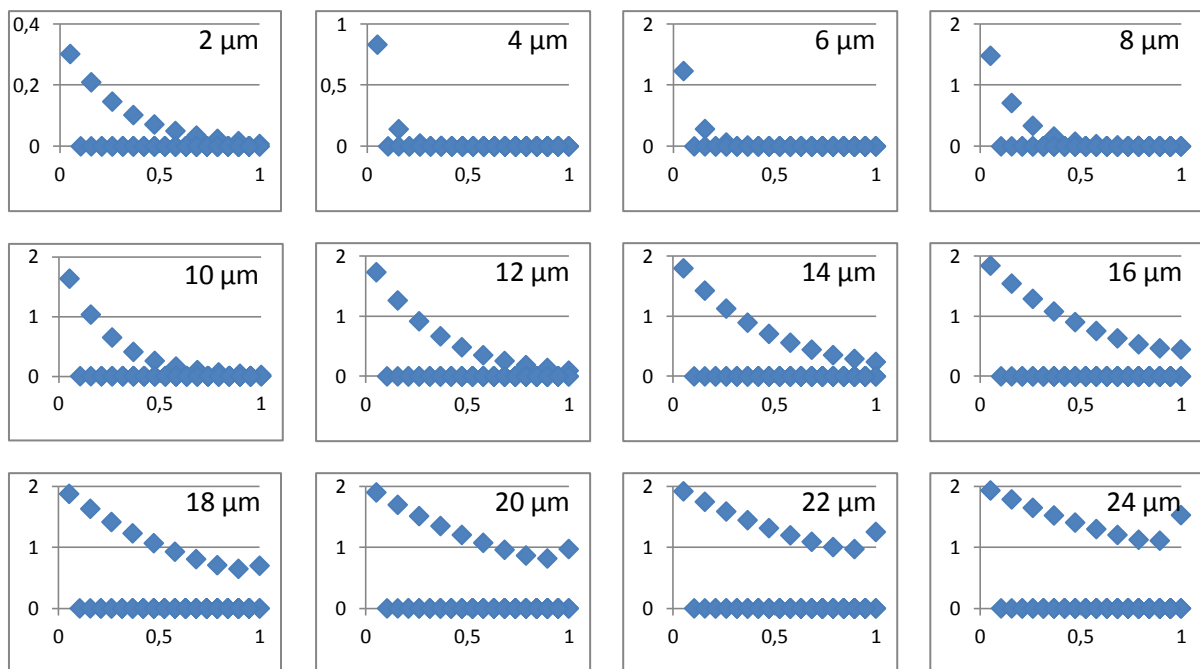


Figure 114 : Décomposition modale d'un champ gaussien à base circulaire, pour différents rayons à mi-hauteur, à 850 nm

IV.D.3. Le champ gaussien, à base elliptique

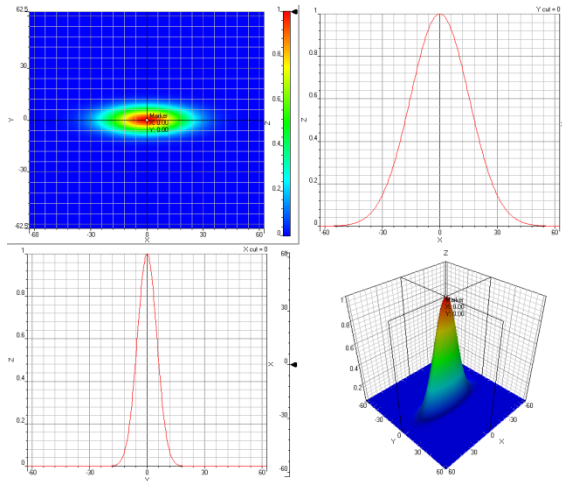


Figure 115 : Représentation 2D et 3D du champ gaussien à base elliptique

Ce champ (figure 115) est celui qui peut être émis par des sources de type FP ou DFB si l'interface de sortie de leur cavité résonante a une forme rectangulaire. En champ proche, le champ a une largeur de 1 et 3 μm suivant les deux axes de l'ellipse. La décomposition modale est représentée en fonction de la largeur du champ suivant l'axe transversal X, la largeur suivant l'axe Y étant trois fois supérieure (figure 116).

Les calculs de décomposition se sont portés sur des rayons allant de 1 à 10 μm suivant l'axe X, et donc 3 à 30 μm suivant l'axe Y, les plus grandes largeurs pouvant alors correspondre à une distance plus grande entre la source et la fibre. Parmi les largeurs de faisceaux présentées, certaines peuvent correspondre au faisceau de sortie d'un système optique particulier, avec lentille par exemple. Seuls les rayons 3 et 4 μm impliquent une injection très faiblement multimode, voire quasi-monomode. Au-delà, le faisceau est multimode car il est large par rapport au cœur de la fibre (n'oublions pas le facteur 3 pour la largeur suivant Y). Plus petit, de nombreux modes sont excités, mais avec un très faible coefficient. La plupart de ces modes sont très vite atténués dans la fibre et très peu se propagent.

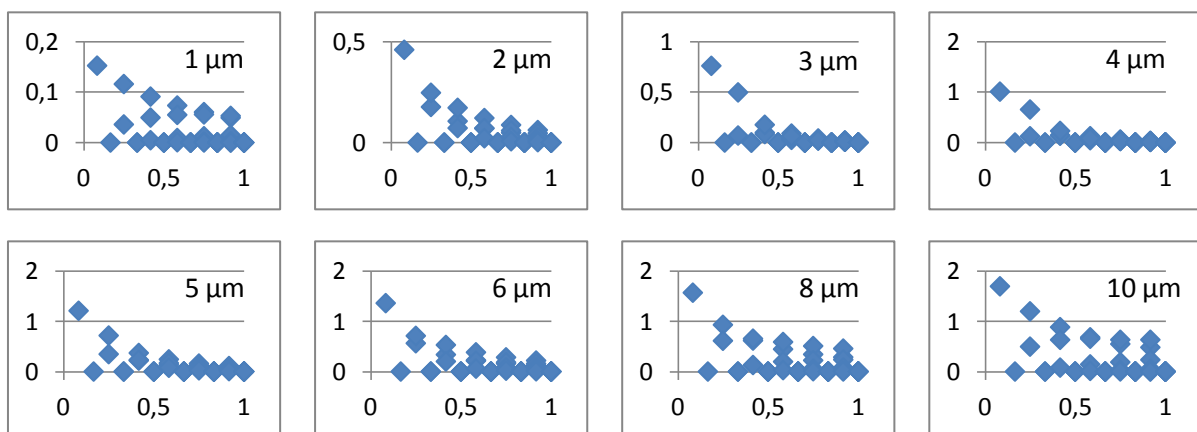


Figure 116 : Décomposition modale d'un champ gaussien, à base elliptique, pour différents rayons à mi-hauteur suivant l'axe transversal X, et Y = 3X, à 1300 nm

IV.D.4. Le champ annulaire, à base circulaire

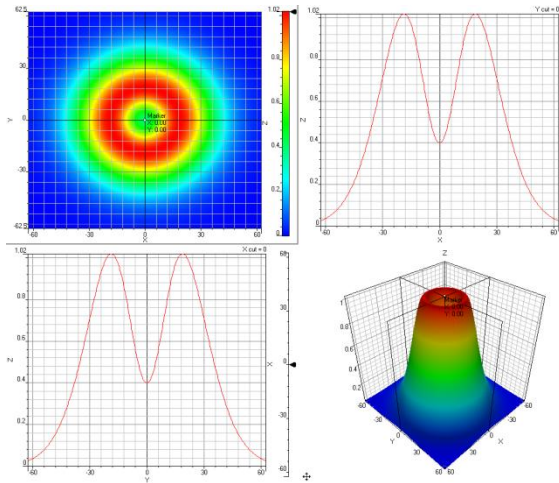


Figure 117 : Représentation 2D et 3D du champ annulaire

Ce champ (figure 117) représente le faisceau émis par une source de type VCSEL, soumis à un courant de polarisation bien supérieur au courant de seuil. Plusieurs modes transverses l'asent. Ils ont tous un profil gaussien. La superposition de ces modes crée un champ annulaire. Le champ est quasi-monomode pour un rayon de 4 – 6 μm (figure 118). C'est à partir de ce rayon que la source devient multimode. Le profil de la décomposition montre qu'il s'agit tout de même d'une

injection de type « RML », conformément à la figure 110, pour des rayons de 7 à 15 μm . Au-delà, le faisceau diverge, du fait de la plus grande distance entre la source et la fibre, et le faisceau devient très largement multimode pour la fibre. L'excitation des modes est alors quasi-uniforme (figure 118).

Ce champ sera utilisé pour émuler un VCSEL soumis à un courant de polarisation élevé, avec un rayon allant de 7 à 15 μm .

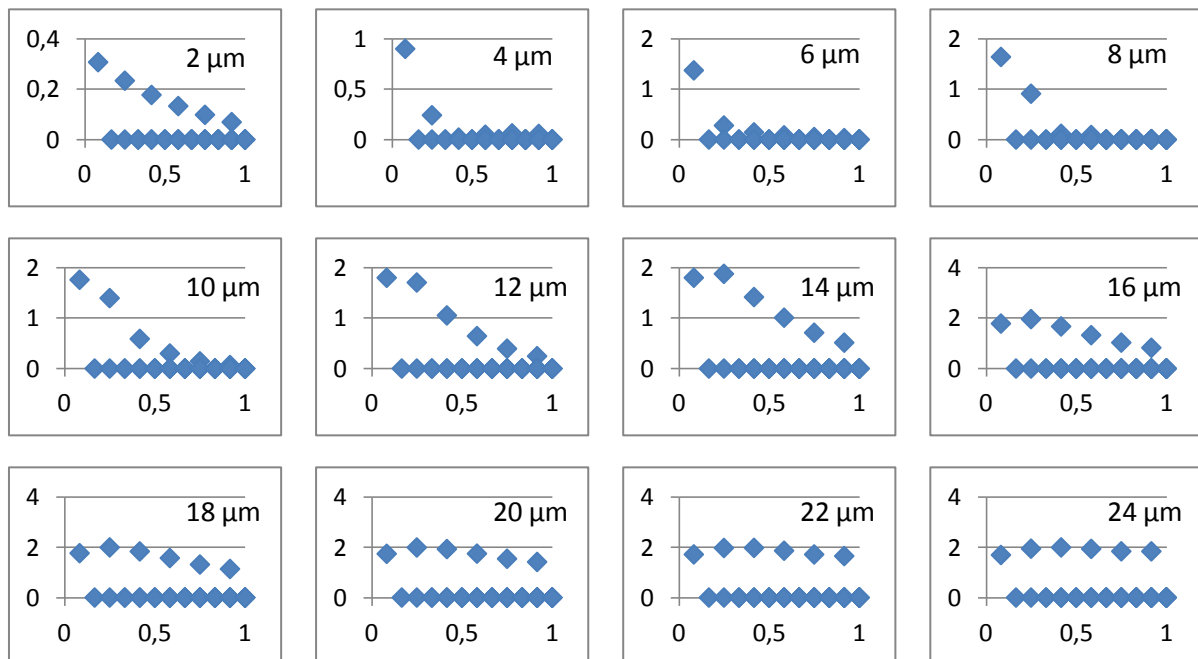


Figure 118 : Décomposition modale d'un champ annulaire, pour différents rayons extérieurs, à 1300 nm

V. L'étude du comportement du coupleur 2×2 soumis à des champs de sources réelles

Nous avons défini les modèles du coupleur 2×2 et des sources dans les deux précédentes sections. Nous allons maintenant observer le comportement du coupleur en fonction des différents modèles de sources établis. Une méthode de calcul matriciel a été créée. Nous allons tout d'abord décrire les étapes de ce calcul. Nous vérifierons ensuite que le comportement du coupleur avec une source de type DEL est bien celui attendu. Enfin, nous observerons le comportement du coupleur face aux modèles des sources de type FP, DFB et VCSEL.

V.A. L'algorithme de calcul

Le champ à injecter dans le coupleur est créé à partir de son équation, à l'aide d'un programme en langage C. Le fichier résultant (d'extension « .f3d »), interprétable par le logiciel OptiBPM, permet de visualiser le champ complexe en 2D et 3D (tel qu'il est représenté par la figure 115). Le fichier contient les valeurs discrètes selon les paramètres de simulation définis au chapitre III.C.3. Une fois ce fichier créé, toutes les étapes suivantes sont déroulées automatiquement par un programme exécutable avec Matlab, dont l'algorithme est présenté par la Figure 119. Ce programme calcule tout d'abord la puissance et la décomposition modale du champ d'entrée, à la longueur d'onde choisie (850 ou 1300 nm). Ces deux derniers résultats sont alors écrits dans un fichier Excel. Ce classeur Excel contient notamment les matrices de transfert modal du coupleur 2×2 et est composé de feuilles préétablies pour le calcul matriciel. Les décompositions modales des champs aux sorties du coupleur 2×2 sont alors calculées instantanément. Le programme Matlab récupère ensuite ces derniers résultats afin de recomposer les champs aux sorties du coupleur. Les puissances correspondant à ces champs sont alors calculées et écrites dans le fichier Excel. Les pertes d'insertion de chaque bras, les pertes en excès et l'uniformité sont ensuite calculées instantanément dans le fichier Excel.

Le programme principal Matlab s'exécute en environ une heure à 850 nm, et en environ trente minutes à 1300 nm. Cette différence de temps de calcul s'explique par la différence du nombre de modes à ces deux longueurs d'onde. Le champ, associé à chaque mode, est aussi contenu dans un fichier d'extension « .f3d » et est accessible par le programme Matlab pour la décomposition modale et la reconstitution des champs. Ce sont ces deux dernières opérations qui occupent la quasi-totalité du temps de calcul du programme principal.

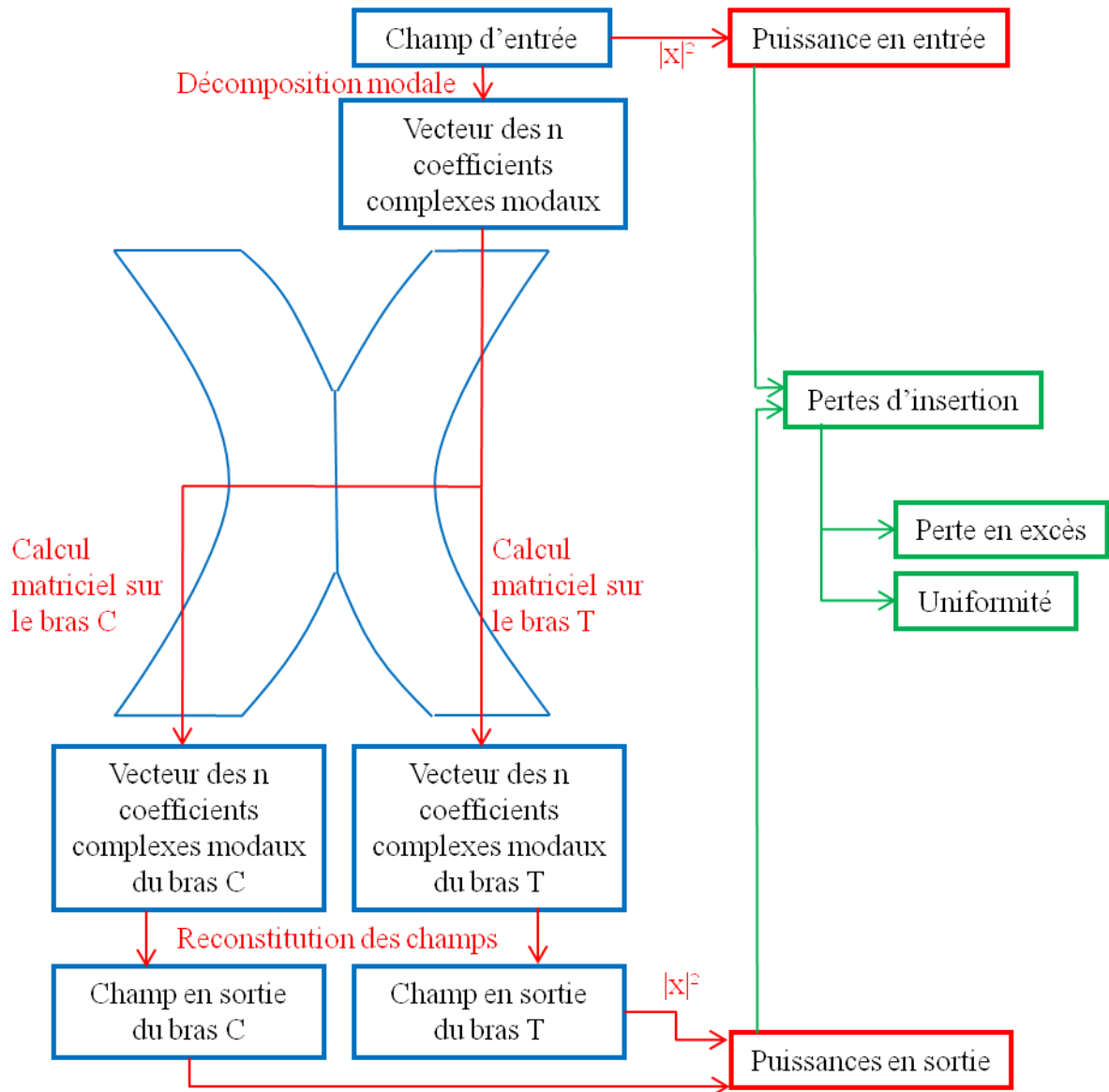


Figure 119 : Algorithme de calcul du programme implémenté

Toutes ces étapes de calcul, hormis le calcul matriciel, sont aussi nécessaires si la propagation dans le coupleur est obtenue par simulation. Le logiciel OptiBPM ne calcule pas, durant la simulation, la puissance et la décomposition modale des champs. Le gain de temps, grâce à la méthode matricielle, est donc celui de la simulation soit 7h30 par champ d'entrée étudié.

V.B. Le champ gaussien à base circulaire

Un champ gaussien est injecté dans un des deux bras d'entrée du coupleur 2×2, pour différents rayons à mi-hauteur, de 1 μm au rayon du cœur de la fibre (25 μm).

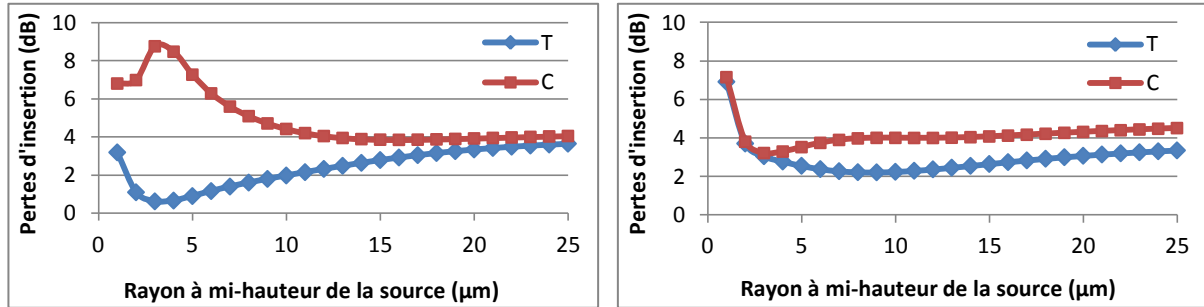


Figure 120 : Pertes d'insertion du coupleur 2×2, pour des champs d'entrée gaussiens, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)

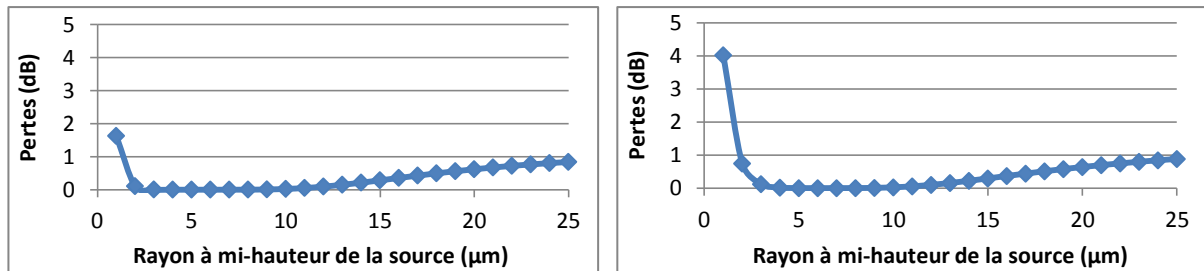


Figure 121 : Pertes en excès du coupleur 2×2, pour des champs d'entrée gaussiens, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)

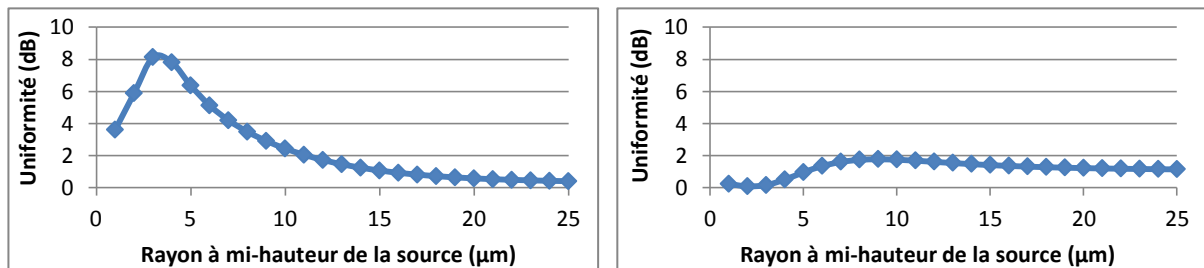


Figure 122 : Uniformité de la puissance en sortie du coupleur 2×2, pour des champs d'entrée gaussiens, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)

Après calcul, on observe les pertes d'insertion de chaque bras (figure 120), les pertes en excès (figure 121) et l'uniformité (figure 122) du coupleur, aux deux longueurs d'onde 850 et 1300 nm. Les pertes en excès respectent les spécifications du constructeur (< 1 dB) tant que le champ n'est pas trop large face au cœur de la fibre. Lorsqu'il est très large, les modes d'ordre les plus élevés sont davantage excités et participent aux radiations vers la gaine et augmentent donc les pertes en excès. Par contre, plus le faisceau est large, meilleure est l'uniformité. La spécification du constructeur prévoit une uniformité maximale de 1 dB.

Observons plus particulièrement le cas à 850 nm. Le graphique de la figure 123 regroupe toutes les courbes représentant les paramètres « système » en fonction du rayon de la source, soit du type de source :

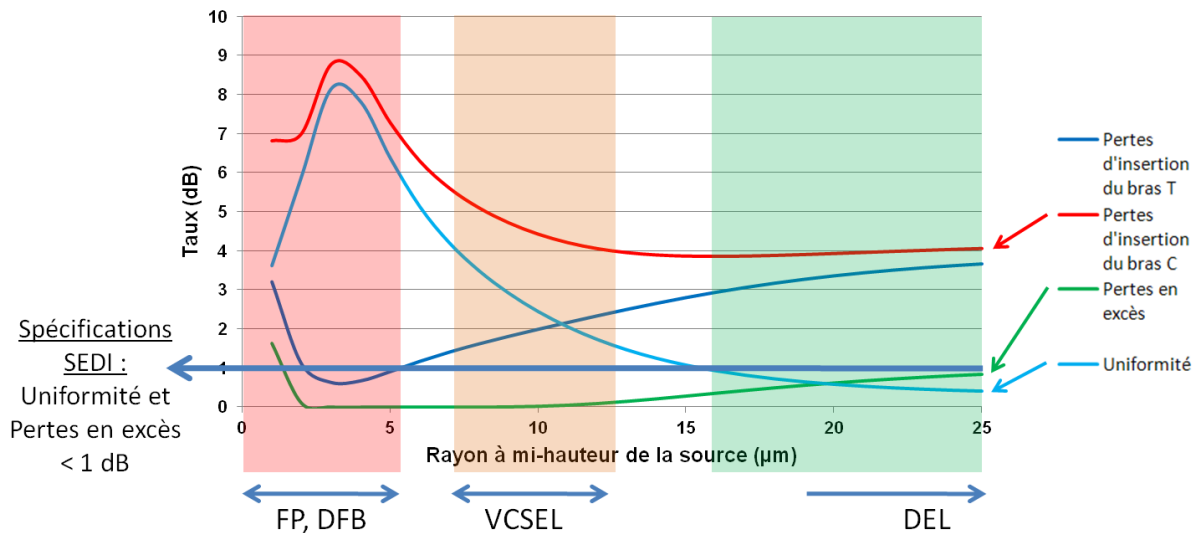


Figure 123 : Comportement du modèle de coupleur 2x2, face à un champ gaussien à 850 nm

- Laser FP : le champ est gaussien lorsque l'ouverture de la source est à symétrie circulaire. Le faisceau injecté dans la fibre à un rayon de 1 à 6 μm . On note qu'il s'agit là du pire cas pour l'uniformité du coupleur.

- Laser VCSEL : l'uniformité est améliorée par rapport au cas du laser FP. Elle reste néanmoins dégradée car le champ gaussien correspond à un faisceau émis par le VCSEL sous faible courant de polarisation, donc quasi-monomode ou très faiblement multimode.

Pour ces deux cas, les pertes en excès sont très faibles car les modes d'ordre les plus élevés ne sont presque pas excités. Les pertes augmentent par contre dans le cas de la DEL, avec un faisceau beaucoup plus large.

En faisant varier le rayon à mi-hauteur, le faisceau gaussien peut constituer un modèle de faisceau émis par tout type de source réelle. On retrouve bien, en résultat de simulation ou de calcul matriciel, le comportement du coupleur 2x2, observé expérimentalement, pour les quatre types de source optique. Ces résultats permettent alors de valider le modèle du coupleur 2x2. Observons tout de même le comportement du coupleur avec les autres modèles de faisceaux.

V.C. Le champ gaussien à base elliptique

On rappelle que le plus grand axe de la base elliptique du faisceau incident est orienté suivant l'axe X (parallèle au plan de jonction pour un laser à semi-conducteur émettant par la tranche). La polarisation est importante dans le cas du coupleur, car il n'est pas à symétrie circulaire comme l'est la fibre. Les paramètres « système » sont alors étudiés pour chacune de deux polarisations (figure 124 à figure 129).

- Polarisation suivant l'axe Y :

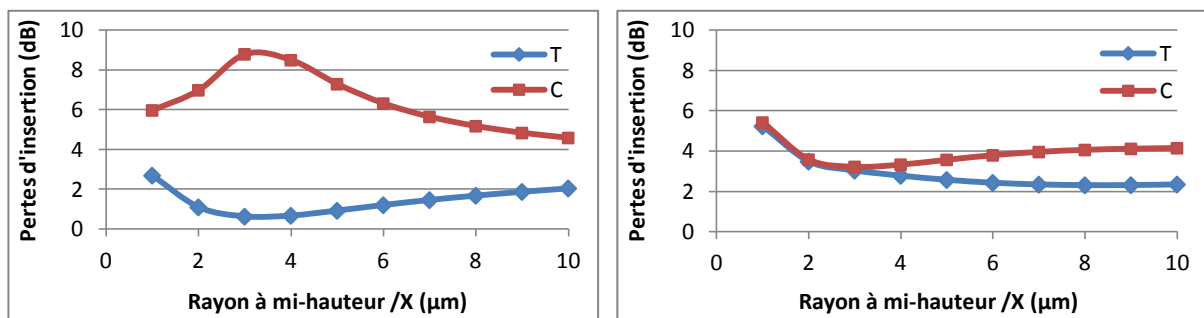


Figure 124 : Pertes d'insertion du coupleur 2x2, pour des champs d'entrée gaussiens, à base elliptique, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents $X = Y/3$, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)

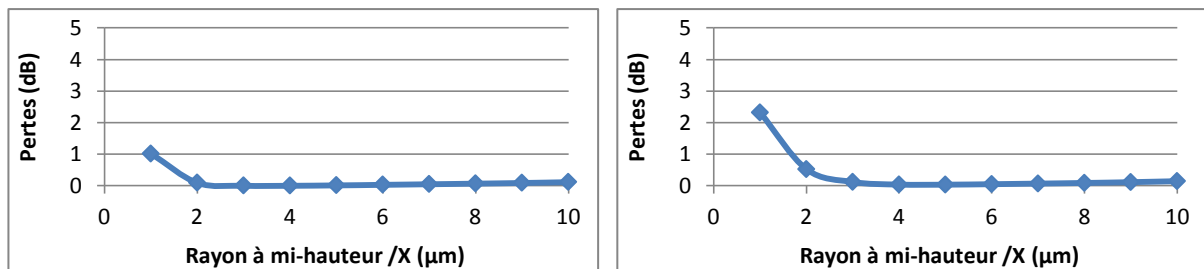


Figure 125 : Pertes en excès du coupleur 2x2, pour des champs d'entrée gaussiens, à base elliptique, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents $X = Y/3$, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)

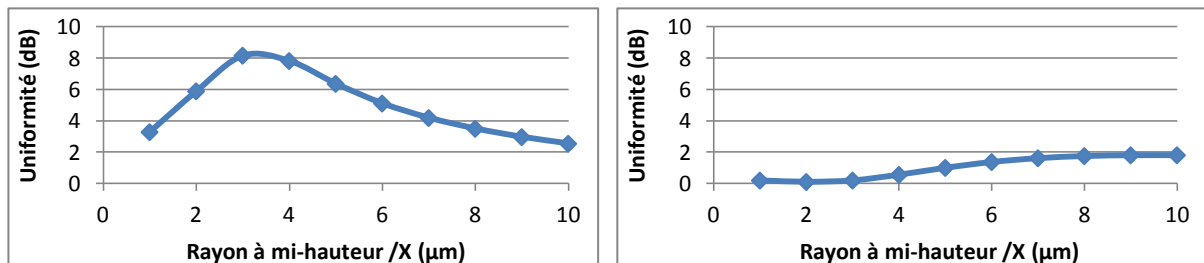


Figure 126 : Uniformité de la puissance en sortie du coupleur 2x2, pour des champs d'entrée gaussiens à base elliptique centrés sur le cœur de la MMF, de rayons à mi-hauteur différents $X = Y/3$ à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)

- Polarisation suivant l'axe X :

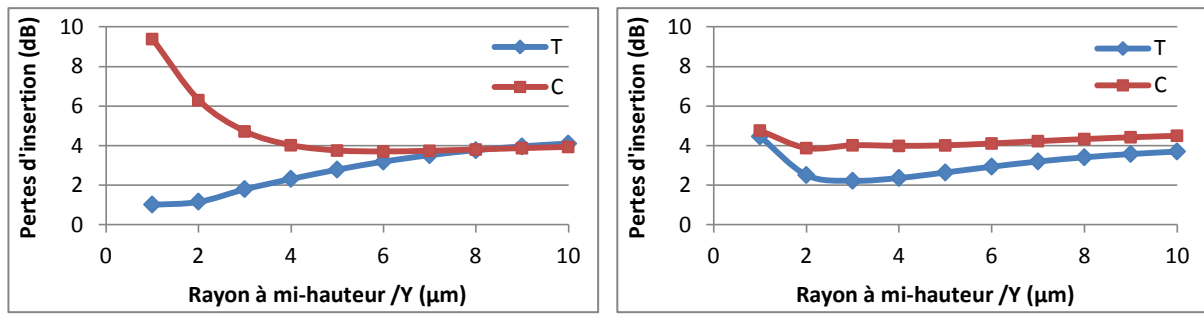


Figure 127 : Pertes d'insertion du coupleur 2×2, pour des champs d'entrée gaussiens, à base elliptique, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents $Y = X/3$, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)

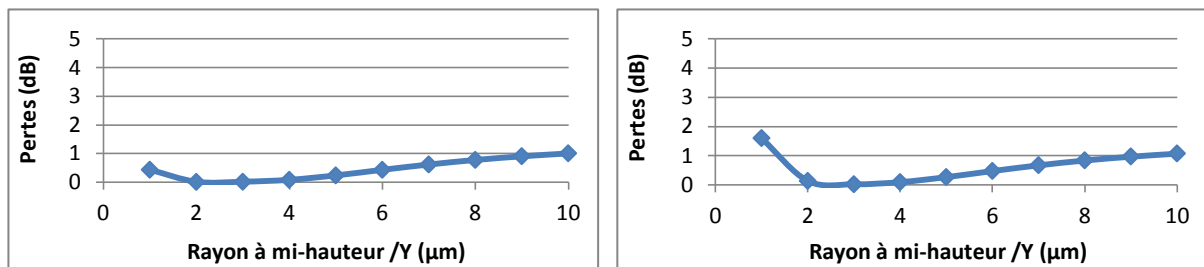


Figure 128 : Pertes en excès du coupleur 2×2, pour des champs d'entrée gaussiens, à base elliptique, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents $Y = X/3$, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)

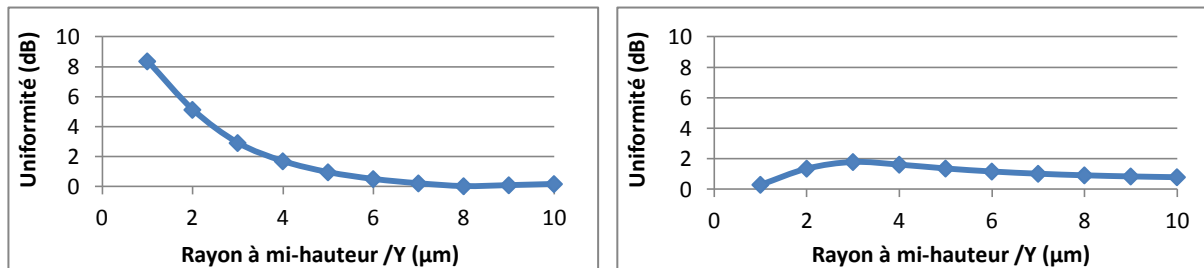


Figure 129 : Uniformité de la puissance en sortie du coupleur 2×2, pour des champs d'entrée gaussiens, à base elliptique centrés sur le cœur de la MMF, de rayons à mi-hauteur différents $Y = X/3$ à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)

Plus le faisceau est grand, meilleure est l'uniformité (figure 126 et figure 129) car presque tout le cœur de la fibre est illuminé. Pour les tailles réelles des sources FP et DFB, l'uniformité est dégradée, ce qui était prévisible. Les pertes en excès sont faibles (figure 125 et figure 128), puisque les modes excités sont proches du centre du cœur, il n'y a donc pas ou peu de transfert d'énergie vers la gaine.

V.D. Le champ annulaire à base circulaire

Les deux cas ($A = 1,75 ; B = 1$) et ($A = 2 ; B = 1,6$) ont été étudiés, avec A et B définis par l'équation [4.44]. Ils présentent tous deux des résultats similaires. Seuls les performances en termes de paramètres « système » du premier cas sont rapportées (figure 130 à figure 132).

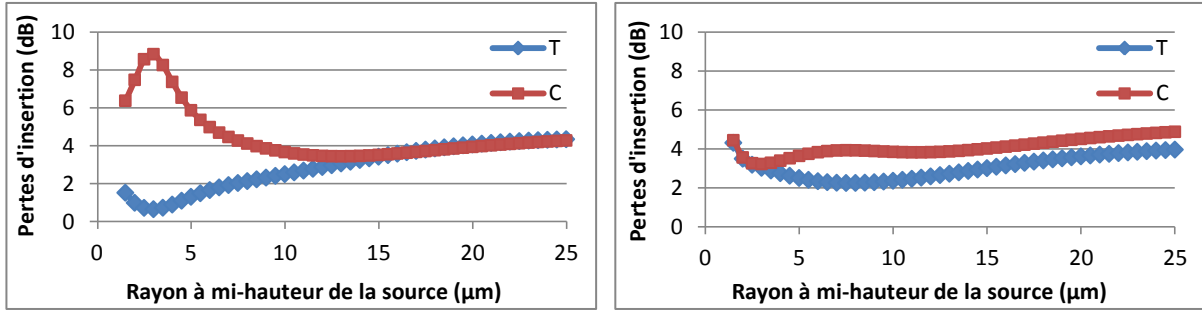


Figure 130 : Pertes d'insertion du coupleur 2×2, pour des champs d'entrée annulaires, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)

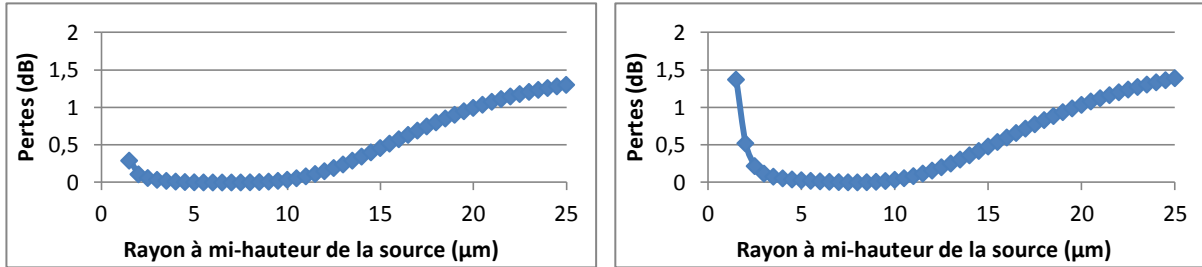


Figure 131 : Pertes en excès du coupleur 2×2, pour des champs d'entrée annulaires, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)

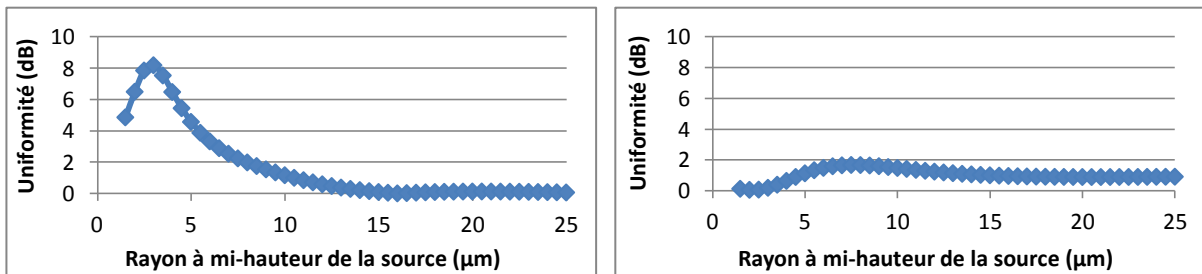


Figure 132 : Uniformité de la puissance en sortie du coupleur 2×2, pour des champs d'entrée annulaires, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)

Cette forme de champ, modélisant le faisceau d'un VCSEL soumis à un courant de polarisation élevé, montre l'excellent comportement du modèle de coupleur (figure 132). Ce résultat était attendu car le faisceau du VCSEL est bien plus multimode dans ce cas qu'avec un profil gaussien lorsqu'il est soumis à un faible courant de polarisation.

V.E. Discussion

Le comportement du modèle de coupleur 2×2 , face à différents modèles de sources réelles, a montré, par la méthode du calcul matriciel, un comportement similaire à celui obtenu par l'expérimentation.

La DEL, seul composant dont on connaît précisément le comportement du coupleur, a montré que les spécifications fournies par le constructeur sont, dans ces conditions, respectées.

Les lasers de type FP et DFB émettent des faisceaux très étroits. Peu de modes sont alors excités dans la fibre. Ces conditions d'excitation restreinte des modes de la fibre entraînent une dégradation de l'uniformité de la puissance en sortie du coupleur. En revanche, les pertes en excès sont très faibles car peu de modes d'ordre supérieur sont excités.

Enfin, le VCSEL montre deux comportements différents. Lorsqu'il est soumis à un faible courant de polarisation, il est quasi-monomode ou très faiblement multimode. En conséquence, les performances du coupleur en termes d'uniformité sont moyennes, voire médiocres. Elles sont très nettement améliorées avec un courant de polarisation plus élevé. Le VCSEL émet alors plus de modes, son faisceau est plus large. Il est donc plus largement multimode transversal.

Ces résultats, conformes aux expérimentations, valident ainsi :

- Le modèle du coupleur 2×2
- Le modèle des quatre sources
- La méthode matricielle mise en place, permettant un gain très important en temps de calcul.

Ce coupleur 2×2 , rappelons-le, n'est que la base de notre système. Le coupleur 8×8 utilisé pour les expérimentations en est composé de douze unités, montées en cascade. La suite de l'étude va alors consister à progresser dans la compréhension du comportement du coupleur 4×4 et 8×8 à partir des modèles créés du coupleur 2×2 et des sources.

VI. La généralisation au coupleur étoile $N \times N$

Les travaux décrits dans le chapitre 3 ont montré le comportement du coupleur 8×8 en fonction du type de source utilisée. L'extrapolation du modèle de coupleur de base créé au paragraphe III.C va permettre de construire un modèle de coupleur 4×4 et 8×8 . Nous étudierons la validité de la méthode matricielle pour ces composants de dimension supérieure, puis le comportement du coupleur $N \times N$ sera étudié en fonction des modèles de sources déjà établis dans la partie IV.

VI.A. La description du composant

Les coupleurs $N \times N$ commercialisés, à base de fibre multimode, qu'ils soient issus des technologies abrasion – collage ou fusion – étirage, sont très largement fabriqués à partir de coupleurs 2×2 . C'est la mise en cascade de ce coupleur de base, avec soudure entre les différents étages de coupleurs, qui permet de fabriquer le composant $N \times N$. Le schéma de la figure 133 propose un exemple de cascade de coupleurs 2×2 .

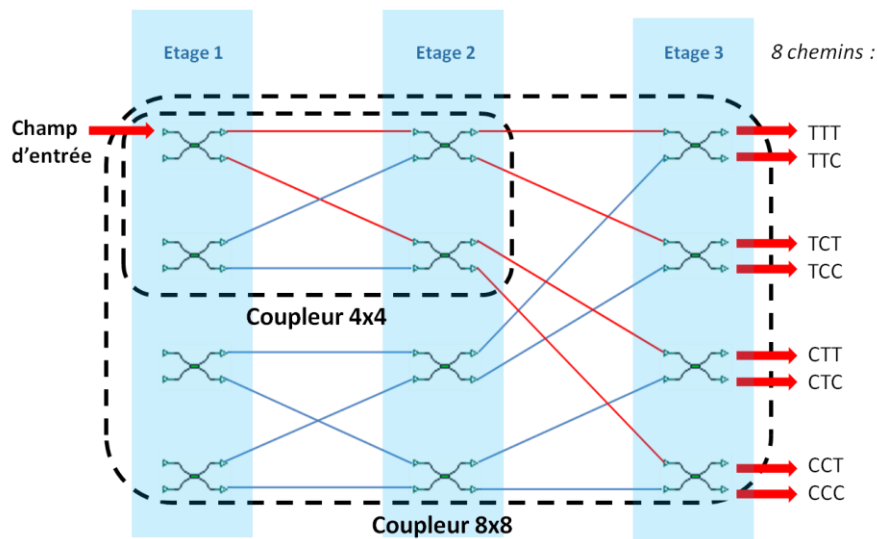


Figure 133 : Schéma de coupleurs 4×4 et 8×8 : une cascade de coupleurs 2×2

Comme le montre la figure 133, quatre coupleurs 2×2 , mis en cascade sur deux étages, sont nécessaires pour réaliser un coupleur 4×4 , alors qu'il en faut douze, mis en cascade sur trois étages, pour réaliser un coupleur 8×8 . Le schéma proposé est réalisé à partir de deux coupleurs 4×4 , comme on peut le voir aux étages 1 et 2.

Il existe, dans le coupleur 8×8 , différents chemins de propagation. Tel qu'il a été défini à la section III.C.1, on notera le chemin « T » (respectivement « C ») si le champ a traversé le bras

T (respectivement C) d'un étage. Après traversée des trois étages, on notera, par exemple, le chemin « TCC » lorsque le champ aura traversé le bras T du premier étage, le bras C du second et enfin le bras C du dernier étage.

On constate que, pour une entrée donnée, il existe huit chemins distincts. Ces huit combinaisons se retrouvent pour chacune des entrées, mais dans un ordre différent. En conséquence, vue la parfaite symétrie du modèle, l'étude d'une seule des entrées permettra de connaître le comportement complet du coupleur, même si l'on sait qu'en pratique ce n'est pas tout à fait le cas. Dans le cadre de nos travaux, toutes les simulations ou calculs sur les coupleurs 2×2 , 4×4 et 8×8 sont en réalité effectués sur les voies 1×2 , 1×4 et 1×8 .

VI.B. Les simulations et les calculs matriciels

VI.B.1. Les simulations

Ce type de structure a déjà été simulé [109], mais en technologie monomode. Ce coupleur est composé d'une cascade de coupleurs 1×2 en guide monomode rectangulaire ($8 \mu\text{m}$ de diamètre de cœur), modélisé au préalable. La longueur d'onde des simulations est $1,55 \mu\text{m}$. Le modèle du coupleur 1×8 est construit grâce aux 3 étages de coupleurs 1×2 . Les dimensions du composant 1×8 sont de $1,8 \times 19 \text{ mm}$. Le maillage transversal choisi est de 4000 points soit environ 2 pts/ μm . Ce qui semble insuffisant, compte tenu d'une part de nos essais de simulation réalisés pour ce même maillage et d'autre part de la grande longueur d'onde utilisée dans cette étude [109]. Les simulations BPM sont réalisées en 2D, ce qui diminue fortement les temps de calcul. La simulation est effectuée sur le composant complet.

Dans le cas de notre étude, les simulations de la cascade de coupleurs sont effectuées à partir du modèle défini au chapitre III.C. Un champ est injecté dans le coupleur 2×2 . Le premier étage est simulé. Les deux champs résultants deviennent alors les champs d'entrée du deuxième étage. A nouveau, deux simulations sont effectuées, pour le deuxième étage. Les quatre champs résultants sont alors les champs d'entrée du dernier étage. Et quatre simulations terminent le calcul pour le coupleur 8×8 . Sept simulations de coupleurs 2×2 sont alors nécessaires pour simuler le comportement d'un coupleur 8×8 , soit environ 52 h. Modifier le modèle pour y insérer les sept coupleurs 2×2 cascades ne réduirait pas le temps de calcul, bien au contraire, puisque les dimensions du modèle seraient considérablement plus grandes, et le nombre de points de calcul trop important. De plus, il faudrait rajouter, à la

durée de simulation, les temps de calcul nécessaires aux calculs de puissance et de décomposition modale imposés par l'algorithme définis à la section V.A. Par contre, puisque nous avons établi une méthode de calcul matriciel pour le modèle 2×2 qui réduit considérablement les temps de calcul, pourquoi ne pas l'appliquer au cas du coupleur étoile $N \times N$?

VI.B.2. Les matrices de transfert modal de puissance

La matrice de transfert modal de puissance établie pour chaque bras du coupleur 2×2 est à la base du calcul matriciel pour l'extrapolation au coupleur $N \times N$. On note $[T]$, respectivement $[C]$, la matrice de transfert modal du champ du bras T, respectivement C. Le coupleur 2×2 était alors régi par les deux équations suivantes, une pour chaque bras :

$$\begin{aligned}(S_T) &= [T].(E) \\ (S_C) &= [C].(E)\end{aligned}\tag{4.47}$$

où (S_T) , (S_C) sont respectivement les vecteurs colonnes, composés des coefficients d'amplitude complexe associés à chaque mode, représentant les champs de sortie sur les bras T et C et issus de la décomposition modale de ces champs, (E) étant le vecteur représentant le champ d'entrée. A partir de l'équation (4.47), on peut écrire les expressions des vecteurs colonnes représentant les champs en sortie du coupleur 4×4 (expressions (4.48)) et du coupleur 8×8 (expressions (4.49)) :

$$\begin{aligned}(S_{TT}) &= [T].[T].(E) \\ (S_{TC}) &= [C].[T].(E) \\ (S_{CT}) &= [T].[C].(E) \\ (S_{CC}) &= [C].[C].(E)\end{aligned}\tag{4.48}$$

$$\begin{aligned}(S_{TTT}) &= [T].[T].[T].(E) \\ (S_{TTC}) &= [C].[T].[T].(E) \\ (S_{TCT}) &= [T].[C].[T].(E) \\ (S_{TCC}) &= [C].[C].[T].(E) \\ (S_{CTT}) &= [T].[T].[C].(E) \\ (S_{CTC}) &= [C].[T].[C].(E) \\ (S_{CCT}) &= [T].[C].[C].(E) \\ (S_{CCC}) &= [C].[C].[C].(E)\end{aligned}\tag{4.49}$$

où (S_{xy}) et (S_{xyz}) sont les vecteurs colonnes, composés des coefficients d'amplitude complexe associés à chaque mode, représentant les champs de sortie ayant respectivement emprunté les chemins xy et xyz , tels qu'ils ont été définis à la section VI.A.

L'algorithme de calcul est le même que celui présenté à la section V.A. Le programme Matlab mentionné calcule les puissances et les décompositions modales des champs en sortie des trois étages de la cascade de coupleurs. Le classeur Excel possède des feuilles de calcul intégrant les équations [4.47], [4.48] et [4.49] pour les coupleurs 2×2 , 4×4 et 8×8 . L'exécution du programme principal Matlab s'exécute en environ 4h à 850 nm, et en environ 2h à 1300 nm. Le gain de temps, par rapport à la simulation d'un modèle de coupleur 8×8 , est d'environ 52 h par champ incident, soit plus de deux jours.

VI.B.3. La méthode matricielle

A la section III.D.3, nous avons montré la validité de la méthode de calcul matriciel pour un modèle de coupleur 2×2 . Qu'en est-il pour les coupleurs 4×4 et 8×8 ?

De la même manière, comparons les résultats issus de simulations, telles qu'elles ont été définies au paragraphe VI.B.1, et de calculs matriciels. La comparaison est encore effectuée avec un champ gaussien incident, à base circulaire, dont le rayon à mi-hauteur varie de 1 à 50 μm . Les résultats pour les coupleurs 4×4 et 8×8 sont montrés par la figure 134.

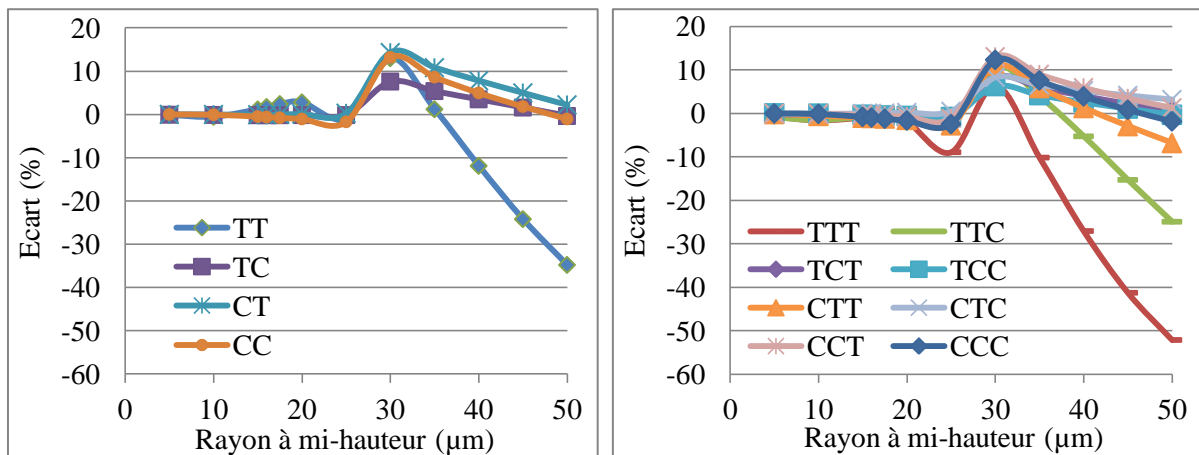


Figure 134 : Ecart de puissance pour les différents chemins des coupleurs 4×4 (gauche) et 8×8 (droite) entre simulations et calcul matriciel, à 1300 nm

Une fois encore, la corrélation entre simulations et calculs est correcte pour des rayons de la source allant jusqu'à 20 μm , voire même 25 μm . On rappelle que l'étude s'intéresse principalement aux champs incidents étroits. La méthode matricielle est alors valide pour le domaine de notre étude du comportement des coupleurs 2×2 , 4×4 et 8×8 .

VI.B.4. Le cas de la DEL

VI.B.4.a. Les performances

Comme cela a déjà été écrit dans ce mémoire de thèse, le seul cas dont nous connaissons le comportement du coupleur est celui d'un champ multimode incident émulant la source de type DEL. Ce cas permet donc de corréler les résultats de nos calculs avec ceux obtenus expérimentalement ou bien avec les spécifications fournies par le constructeur. Observons alors ce cas précis pour les coupleurs 4×4 et 8×8, avec un champ incident gaussien, à base circulaire, de rayon à mi-hauteur 25 μm .

Les performances des coupleurs 4×4 et 8×8 sont caractérisées par les paramètres « système » suivants : pertes d'insertion (figure 135 et figure 136), pertes en excès (figure 137) et uniformité (figure 138). Ils ont été obtenus par calcul matriciel pour les longueurs d'onde 850 et 1300 nm, et pour différents rayons à mi-hauteur du champ gaussien incident. Seuls les cas de rayons très proches de 25 μm nous intéressent, dans le cas de la DEL.

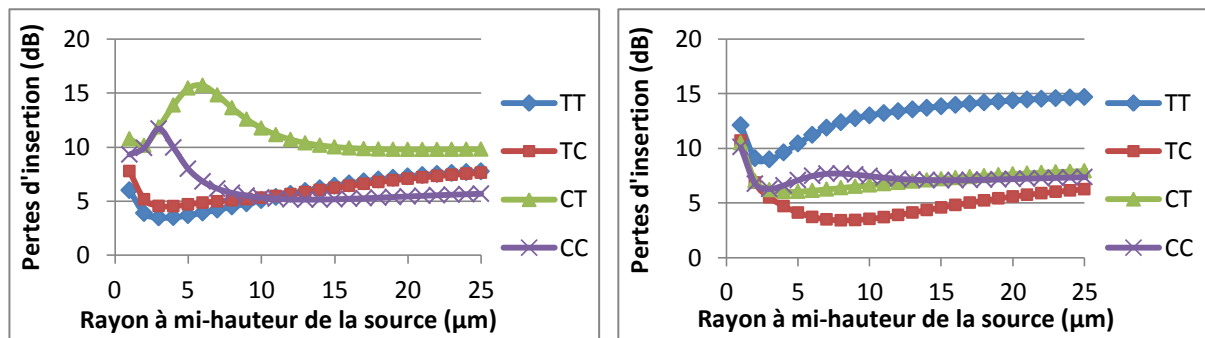


Figure 135 : Pertes d'insertion du coupleur 4×4, pour des champs d'entrée gaussiens, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)

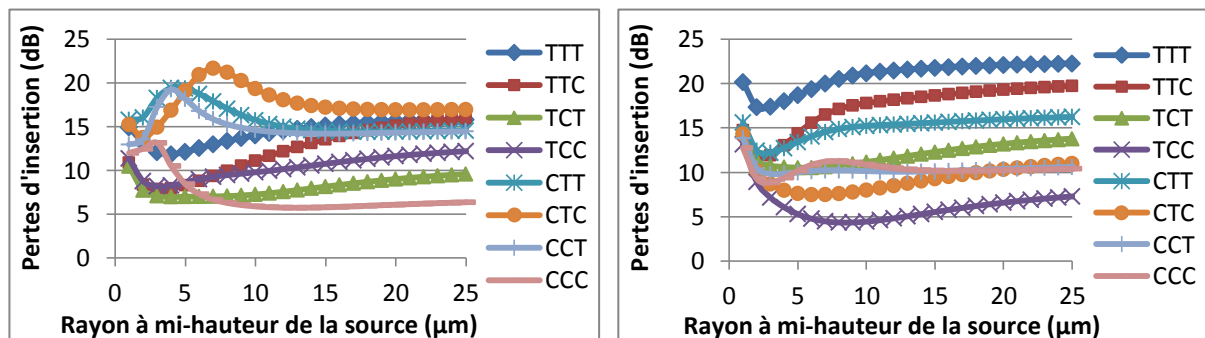


Figure 136 : Pertes d'insertion du coupleur 8×8, pour des champs d'entrée gaussiens, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)

Focalisons-nous sur les performances en termes d'uniformité. Les courbes bleues de la figure 138, correspondant à l'uniformité du coupleur 2×2, montrent une bonne corrélation avec les spécifications du constructeur (< 1 dB). Pour le coupleur 4×4, l'uniformité est d'environ 5 dB à 850 nm et 8 dB à 1300 nm. Le constructeur prévoit une uniformité proche de 1,2 dB pour ce coupleur. Dans le cas du coupleur 8×8, l'uniformité est de 10 et 15 dB respectivement à 850 et 1300 nm, alors que le constructeur prévoit une uniformité de seulement 2 dB.

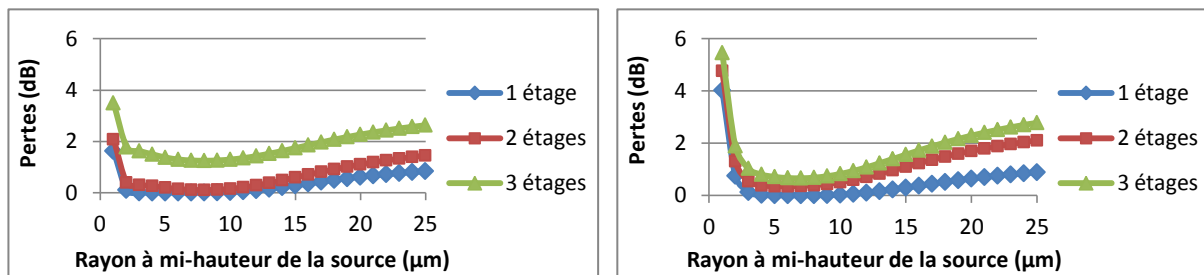


Figure 137 : Pertes en excès des coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8, pour des champs d'entrée gaussiens, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)

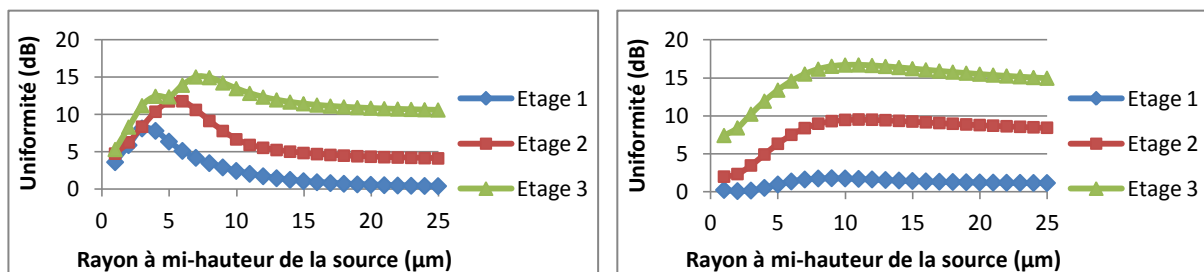


Figure 138 : Uniformité de la puissance en sortie des coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8, pour des champs d'entrée gaussiens, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)

Le modèle du coupleur 2×2 était validé avec le cas de la DEL. Les modèles des coupleurs 4×4 et 8×8 ne le sont pas. Il est alors inutile de poursuivre les calculs avec d'autres types de champ, tant que ce problème n'est pas résolu.

VI.B.4.b. La source du problème

Quelle est alors l'origine de ce problème ?

- La méthode matricielle ? Des comparaisons avec des simulations ont montré une bonne corrélation des résultats.

- Le modèle de la source ? Le modèle du faisceau gaussien est très largement répandu dans la littérature. Celui-ci permet en effet des études théoriques simplifiées. Mais ce modèle est-il réellement conforme au faisceau d'une source réelle ? Les moyens de notre laboratoire ne nous permettent pas de caractériser expérimentalement le faisceau d'une source optique. Ce point ne peut alors pas être approfondi dans le cadre de cette thèse. Nous considérons alors par la suite que les modèles des sources sont valides.

- Le modèle du coupleur 2×2 ? Il a été validé, seul, dans le chapitre précédent, pour différentes formes de sources, par simulations et par calculs matriciels.

- Le modèle de la cascade de coupleurs 2×2 ? C'est cette piste qui nous a semblé la plus pertinente à creuser. Après quelques investigations, nous avons constaté que le problème survient uniquement lors de la mise en cascade de deux modèles de coupleur 2×2 . Afin de simplifier le modèle de base, le tronçon de fibre existant, dans le coupleur $N \times N$ réel, entre les étages de coupleurs 2×2 , a été volontairement négligé. Les derniers résultats obtenus imposent de le considérer. Plutôt que d'insérer, dans la cascade, un nouveau composant à simuler et à modéliser, une solution consiste alors à modifier le modèle du coupleur 2×2 afin de fournir une longueur de fibre suffisante entre les étages.

VI.B.4.c. La modification du modèle de base

Une explication supplémentaire d'un choix effectué sur la géométrie du coupleur 2×2 s'impose. On rappelle, sur la figure 139, le modèle créé avec le logiciel OptiBPM.

D'une part, le modèle choisi est volontairement compact pour avoir un nombre de points de calcul réduit et donc une durée de simulation plus courte. D'autre part, les régions pour $Z < 0$ et $Z > 9350 \mu\text{m}$, n'intervenant pas dans les phénomènes de couplage puisque les fibres sont distantes l'une de l'autre, ont alors été négligés. Néanmoins, nous avons constaté que ce modèle peut amener à des résultats erronés lors de l'étude de sa mise en cascade.

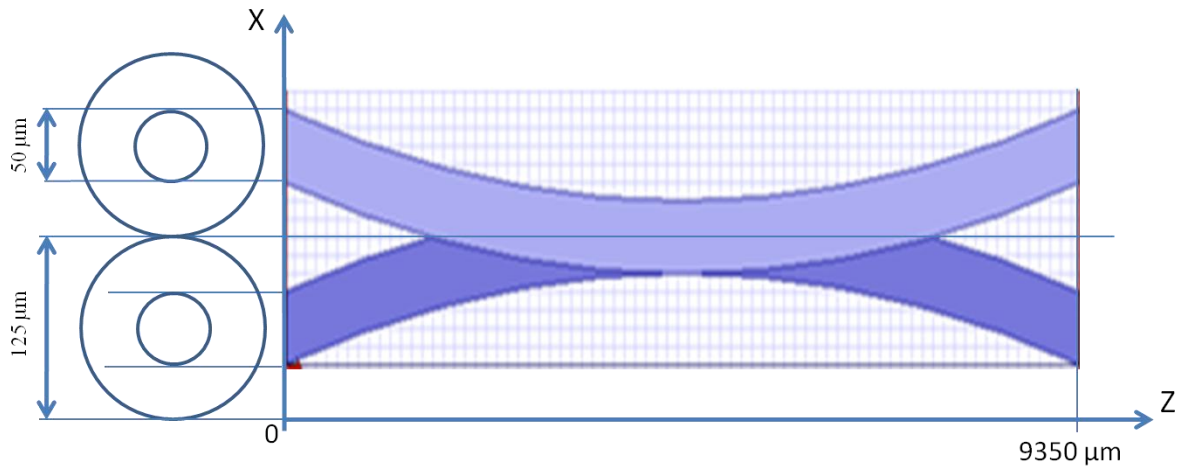


Figure 139 : Premier modèle du coupleur 2×2

Nous comprenons alors la nécessité et l'importance de disposer de tronçons de fibre plus longs, afin d'obtenir un modèle de coupleur $N \times N$ reflétant davantage le composant réel. Un nouveau modèle a alors été conçu, peu avant la fin de cette thèse. Il est montré par la figure 140 :

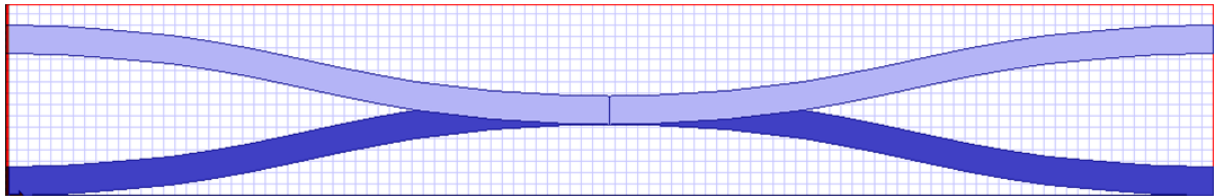


Figure 140 : Second modèle du coupleur 2×2

Les fibres ont été prolongées. Le nouveau modèle a une longueur double par rapport au précédent (18,7 mm), et il est en conséquence beaucoup plus large. La durée d'une simulation est portée à environ 22h.

La fin de la thèse approchant, et surtout la validité de notre licence OptiBPM, obtenue pour une durée limitée, quelques simulations seulement ont été effectuées avec ce nouveau modèle.

Tout d'abord, il fallait ré-optimiser la longueur du modèle, tel que cela avait été réalisé dans la partie III.C.4. La longueur de la zone de couplage a désormais une longueur de 10,7 mm (au lieu des 9,35 mm précédents). On rappelle que le modèle est optimisé à l'aide du champ multimode uniforme définis au chapitre 0. Pour ce champ, le nouveau modèle de coupleur 2×2 présente des pertes en excès de 1,26 dB et l'uniformité est égale à 0,37 dB (< 1 dB de la spécification du constructeur).

VI.C. Le comportement modal des coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8

Cette section présente les résultats obtenus par simulation, à l'aide du logiciel OptiBPM, des coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8 à partir du modèle modifié du coupleur de base.

VI.C.1. L'excitation multimodale

Il convenait tout d'abord de vérifier le comportement des coupleurs dans le cas d'une injection avec le modèle de la DEL. La figure 141 montre les pertes d'insertion pour chaque bras de la cascade, les pertes en excès et l'uniformité des coupleurs N×N, issus des sept simulations de coupleur 2×2 : les nombres sans unité sont des puissances en unité arbitraire.

- Les pertes en excès sont 0,48, 0,68 et 0,77 dB respectivement pour les coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8. Ces résultats sont conformes aux spécifications du constructeur.
- L'uniformité est 0,07, 0,93 et 3,35 dB respectivement pour les coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8. Cela est conforme aux spécifications du constructeur dans les deux premiers cas et légèrement supérieur dans le dernier cas ($> 2,1$ dB). Le résultat est jugé très acceptable et représente une nette amélioration par rapport au précédent résultat (10 dB) obtenu avec l'ancien modèle, d'autant plus remarquable que nous disposions de peu de temps pour ajuster les paramètres du nouveau modèle.

On considère alors que ce nouveau modèle de coupleur 2×2 permet de créer un modèle de coupleur N×N par cascade tout à fait valide.

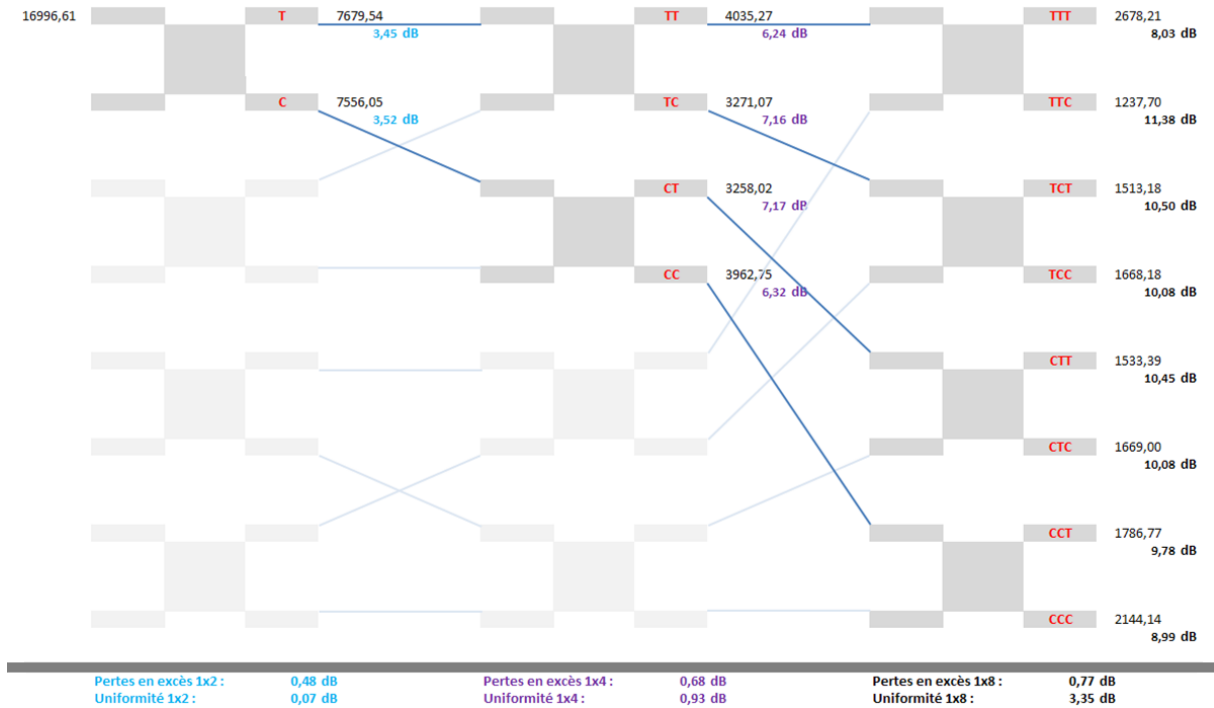


Figure 141 : Performances du modèle de coupleur N×N soumis à un faisceau issu d'une DEL

Il s'agit maintenant de comprendre les phénomènes modaux à l'origine de la bonne prévision

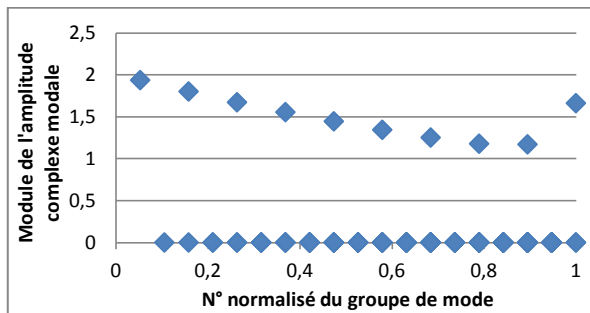


Figure 142 : Module des amplitudes modales complexes du champ gaussien de rayon à mi-hauteur 25 μm

de l'uniformité de ce nouveau modèle, dans le cas d'une excitation multimodale. Nous observons pour cela les décompositions modales des champs issus des différents coupleurs 2×2 composant la cascade, ou plus particulièrement le module de l'amplitude complexe. Nous rappelons que le modèle du champ

incident est un champ gaussien à base circulaire de rayon à mi-hauteur 25 μm , dont la décomposition modale est montrée par la figure 142.

La figure 143 montre l'évolution de cette décomposition modale lors de la traversée des différents étages du coupleur 8×8. On constate tout d'abord que tous les modes sont atténués, et ceci en raison de l'atténuation propre à chaque mode dans la fibre, d'échanges d'énergie entre les modes, de pertes par radiation vers la gaine, et, naturellement, à la division de l'énergie entre plusieurs fibres en aval.

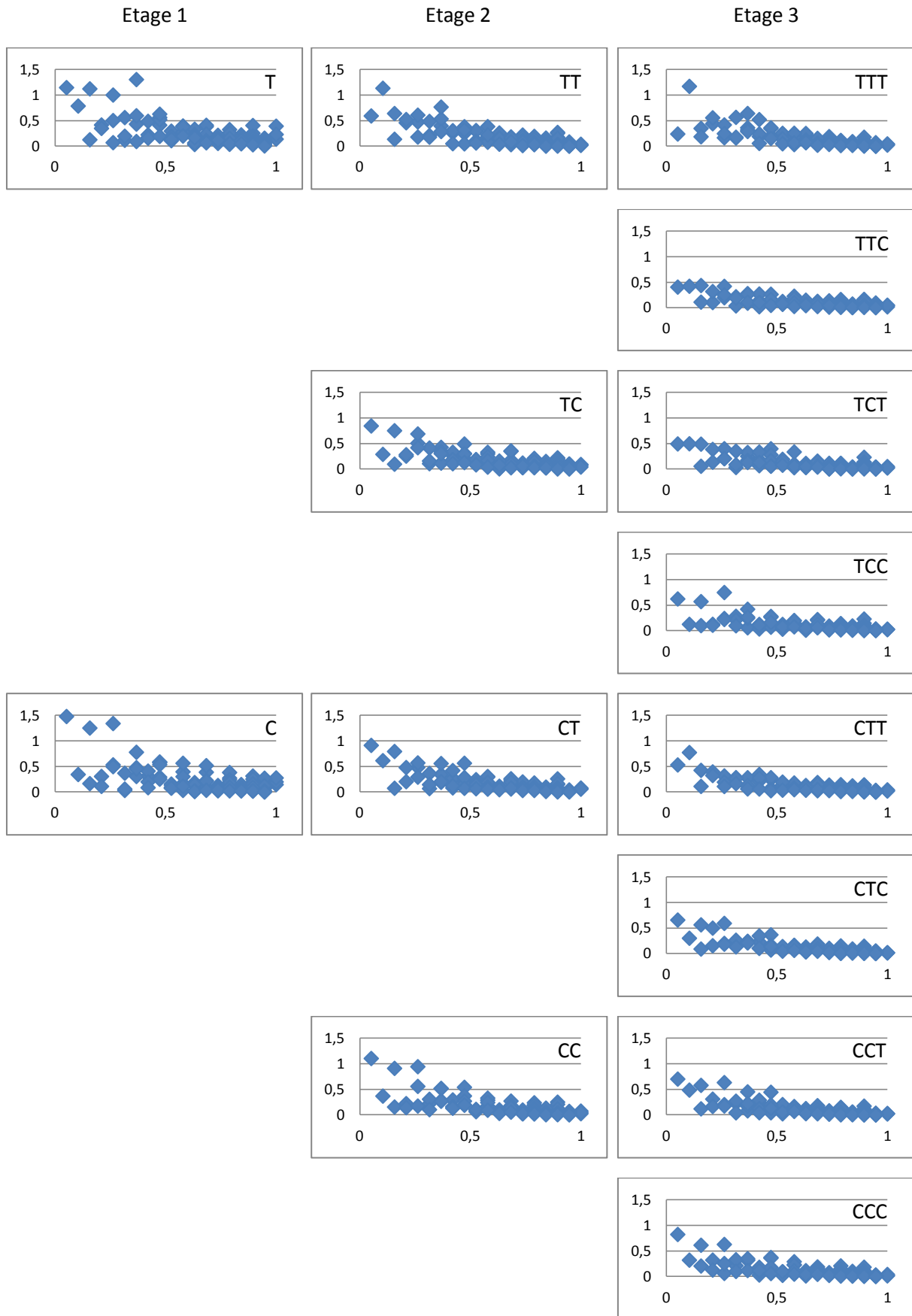


Figure 143 : Module des amplitudes complexes des champs dans le coupleur 8×8, pour un champ incident gaussien large

Il est difficile d'établir une loi sur le couplage de chaque mode dans un chemin donné. On peut tout de même constater que ce sont les modes appartenant à des groupes d'ordre élevés qui sont les plus atténués. En effet, ces modes sont les moins bien confinés et ils sont donc sensibles à la courbure imposée à la fibre. Il ne faut cependant pas les négliger. Ne pas les prendre en compte dans le champ incident peut provoquer, dans certains cas, une mauvaise prévision de l'uniformité du coupleur 8×8. Vus les graphiques de la figure 143, l'énergie semble être davantage portée par les groupes d'ordre les plus faibles. En effet, ce sont les modes les plus proches du centre du cœur de la fibre et sont moins sensibles aux perturbations subies par la fibre. L'échange d'énergie s'effectue alors continuellement entre les modes adjacents proches du centre du cœur. Peut-on donc conclure que chaque chemin porte la même quantité d'énergie, quelle que soit la répartition modale ? Ou bien, chaque groupe de modes, ou des groupes de groupes adjacents (si on tient compte du couplage d'énergie entre groupes), porte la même quantité d'énergie dans chaque bras ?

Il est intéressant d'observer le cas des deux premiers groupes, chacun ne contenant en fait qu'un seul mode. Le bras C semble favoriser le passage du premier mode par rapport au bras T dans un rapport environ 1,4/1,1. Par contre, le passage du second mode y est moins favorisé. De cette manière, il semble que les modules des coefficients d'amplitude de ces deux modes se compensent pour porter ensemble une quantité d'énergie semblable dans chacun des bras.

A ce stade de l'étude, la validité de la licence du logiciel OptiBPM arrivant à son terme, nous nous sommes intéressés aux seuls cas des modes d'ordre les plus faibles avec, plus particulièrement, le cas de l'excitation du mode fondamental.

VI.C.2. L'excitation du mode fondamental

Le champ utilisé est un champ gaussien à base circulaire de rayon à mi-hauteur environ 4 μm pour un diamètre de mode à $1/e$ égal à 10 μm , correspondant presque parfaitement au champ associé au mode fondamental de la fibre multimode silice. Le module du coefficient d'amplitude associé au mode fondamental est 1,05 (figure 144). Le second mode, appartenant au troisième groupe de modes, est excité avec une amplitude négligeable de 0,05. On peut alors considérer, dans ce cas, la seule excitation du mode fondamental. Ce champ incident, correspondant au champ issu d'une fibre monomode, ne montre pourtant pas un net

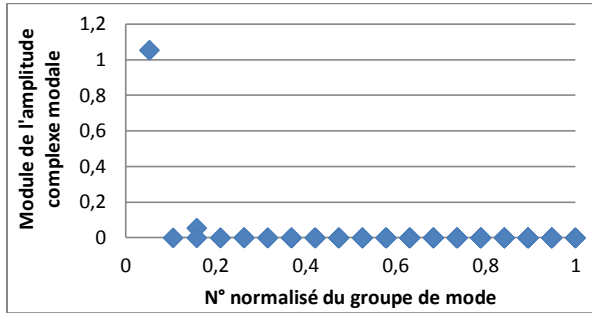


Figure 144 : Module des amplitudes modales complexes du champ gaussien très proche du profil du champ issu d'une fibre SMF

déséquilibre de la puissance en sortie de la cascade de coupleurs, comme on aurait pu s'y attendre.

La figure 145 montre les puissances en unité arbitraires calculées et les pertes d'insertion aux sorties de chaque étage du coupleur. Les pertes en excès et uniformité

sont calculées pour chaque étage, soit pour les coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8.

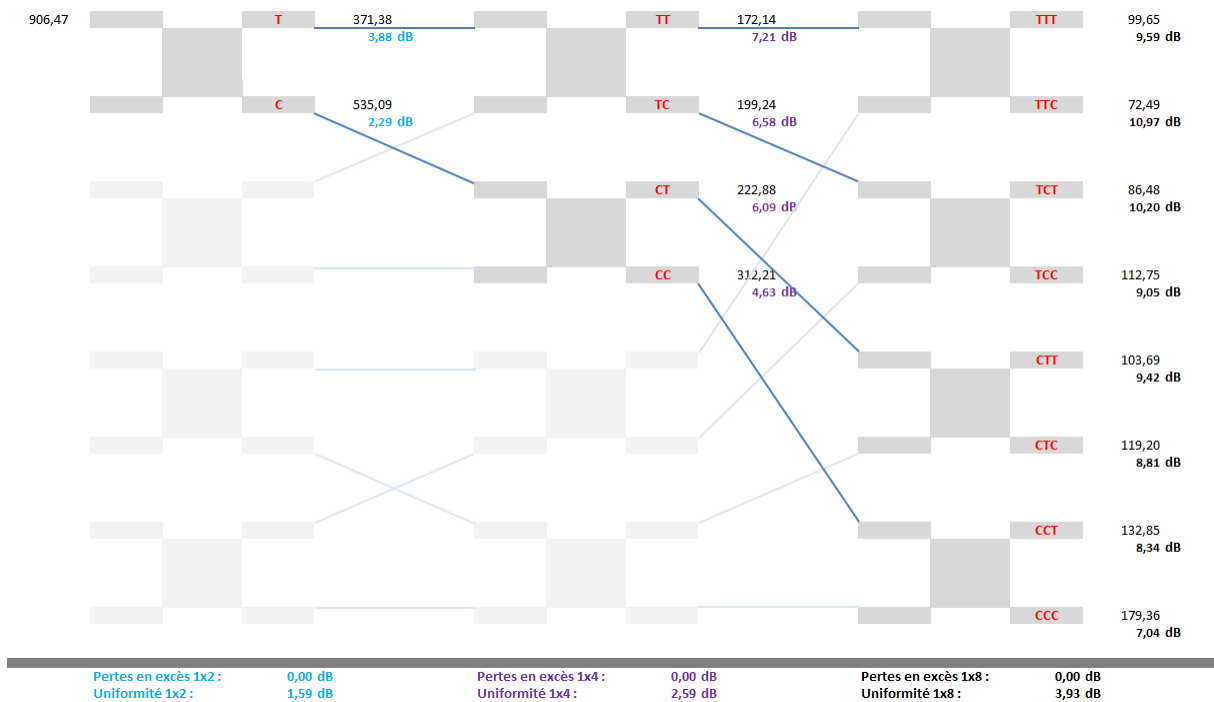


Figure 145 : Performances du modèle de coupleur N×N soumis à un faisceau issu d'une fibre SMF

Pourquoi l'uniformité n'est pas autant dégradée malgré un champ incident gaussien très proche de celui provenant d'une fibre monomode. La figure 146 montre les décompositions modales de tous les champs, dans les différents chemins, avec le module des coefficients d'amplitude complexe modale en fonction du numéro normalisé du groupe de modes.

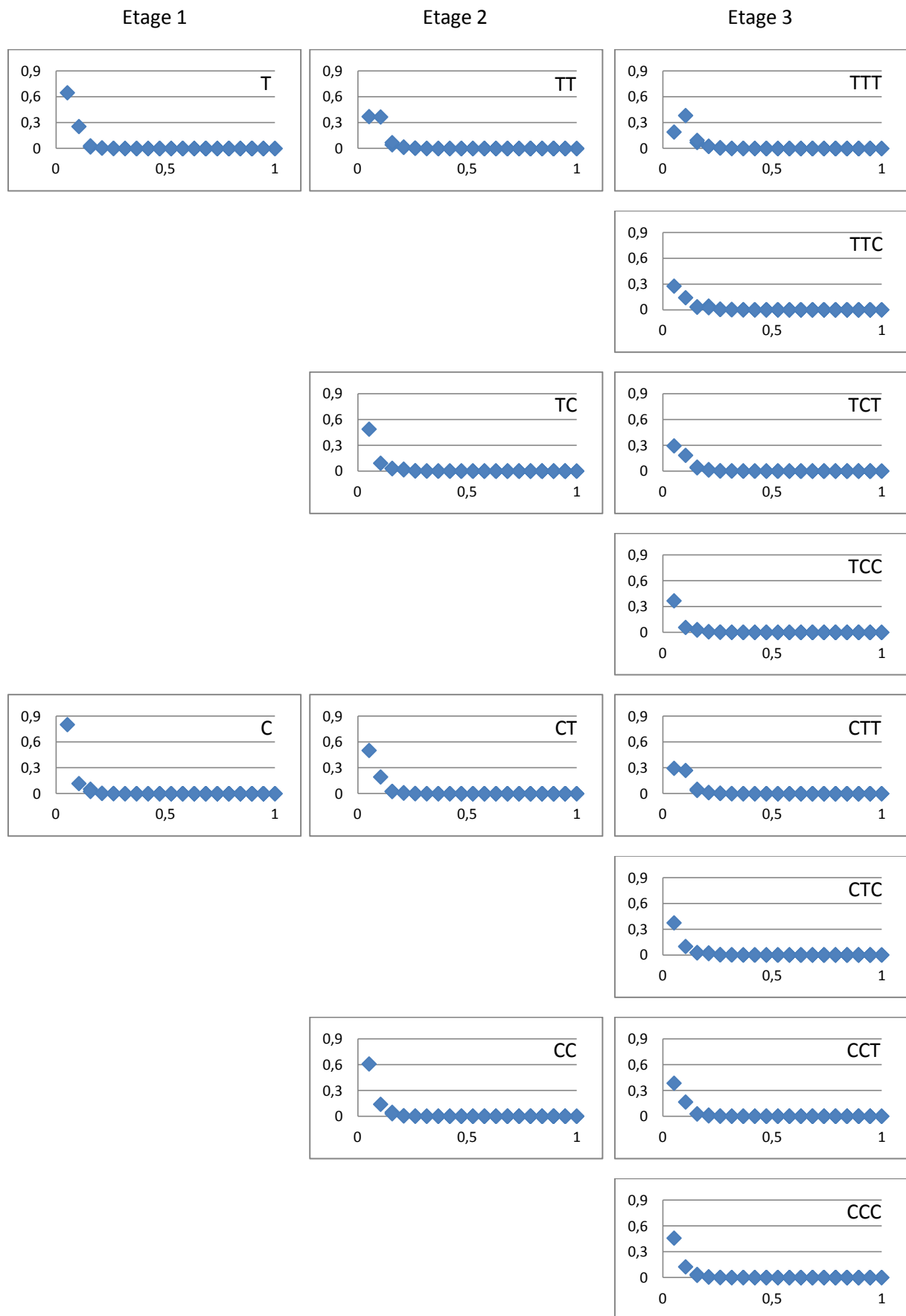


Figure 146 : Module des amplitudes complexes des champs dans le coupleur 8×8, pour un champ incident gaussien étroit

On note une nouvelle fois que le bras C favorise le passage du mode fondamental par rapport au bras T dans un rapport 0,8/0,65, au premier étage. Le rapport des modules des amplitudes entre les deux sorties du coupleur de l'étage 1 est calculé. La figure 147 montre le logarithme du rapport : nous observons ainsi aisément les modes se propageant plutôt dans le bras T (valeurs positives) ou dans le bras C (valeurs négatives). Seuls les quatre premiers groupes de modes sont étudiés. Cela permet de simplifier l'étude, vu le nombre total de modes, d'autant plus que les groupes d'ordre supérieur ont une influence négligeable dans ce cas. Les modes étudiés sont donc LP₀₁ pour le groupe 1, LP₁₁ pour le groupe 2, LP₀₂ et LP₂₁ pour le groupe 3, LP₁₂ et LP₃₁ pour le groupe 4.

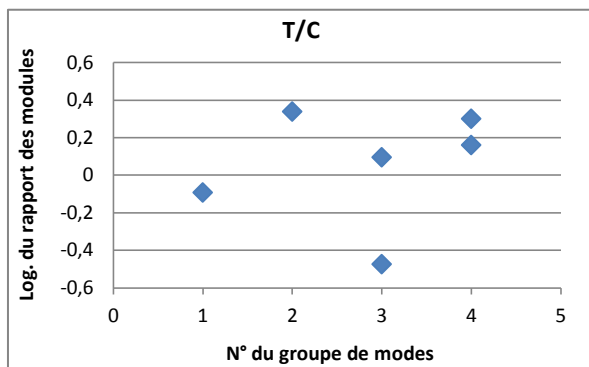


Figure 147 : Logarithme du rapport des modules des amplitudes modales complexes entre les champs issus des bras T et C

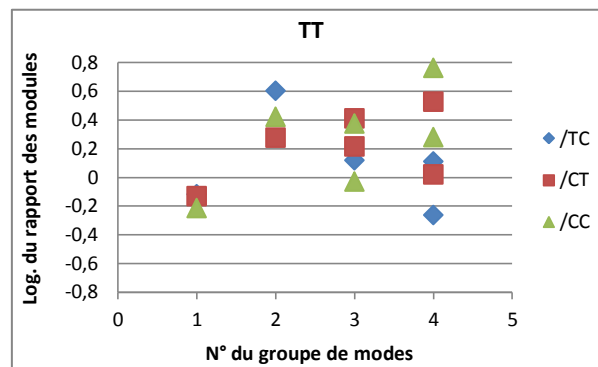


Figure 148 : Logarithme du rapport des modules des amplitudes modales complexes entre les champs issus des bras TT et TC, CT et CC

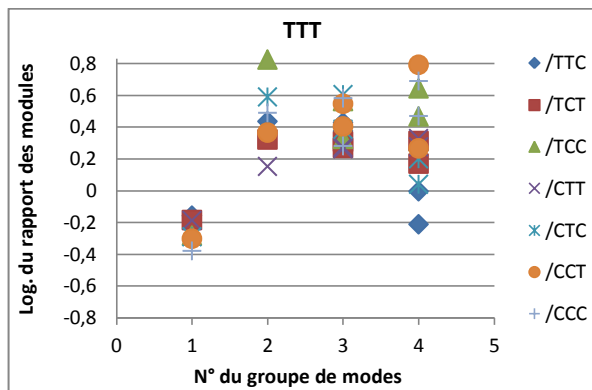


Figure 149 : Logarithme du rapport des modules des amplitudes modales complexes entre les champs issus de tous les chemins du coupleur 8x8

Le mode LP₁₁, seul mode du deuxième groupe, existe dès la sortie du premier étage. Le couplage entre modes au sein du coupleur est à l'origine d'un transfert d'énergie du mode fondamental LP₀₁ vers le mode LP₁₁. Ce transfert d'énergie est plus fort dans le bras T que dans le bras C. On peut considérer que ce sont les deux seuls modes excités jusqu'à la sortie du deuxième étage. L'uniformité de la

puissance aux sorties des étages 1 et 2 montre alors qu'un équilibre se forme entre ces deux modes pour porter l'énergie ensemble dans chaque bras du coupleur. Nous retrouvons ces phénomènes à l'étage 3 avec, en plus, l'excitation de quelques autres modes. Vus ces graphiques (figure 147 à figure 149), il est tout de même difficile d'établir une loi générale de

passage des modes dans un chemin particulier du coupleur $N \times N$. Cela confirme néanmoins la forte dépendance du comportement modal du coupleur vis-à-vis du type d'injection.

VI.C.3. L'excitation par le VCSEL

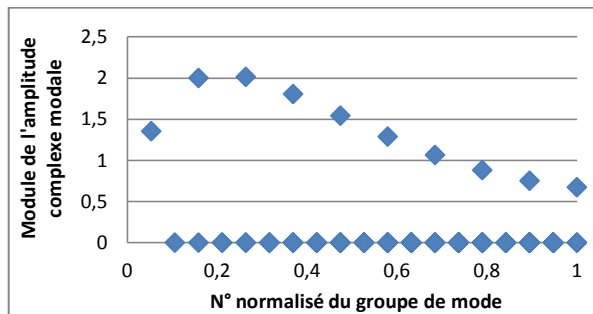


Figure 150 : Module des amplitudes modales complexes du champ annulaire

Le modèle du champ étudié est celui du VCSEL soumis à un fort courant de polarisation (champ annulaire à base circulaire, de rayon $15 \mu\text{m}$ à mi-hauteur). Sa décomposition modale est rappelée par la figure 150. Les paramètres « système » sont reportées sur la figure 151. L'uniformité est correcte et proche des mesures

expérimentales. L'évolution de cette décomposition modale initiale est montrée par la figure 152.

Les mêmes observations, que celles effectuées dans la section précédente, peuvent être rapportées sur les quatre premiers groupes de modes. De nombreux autres modes sont également excités dans ce cas. Cela rend l'étude plus complexe, notamment à cause de l'ignorance de l'impact de chacun des modes, pris séparément, sur le système.

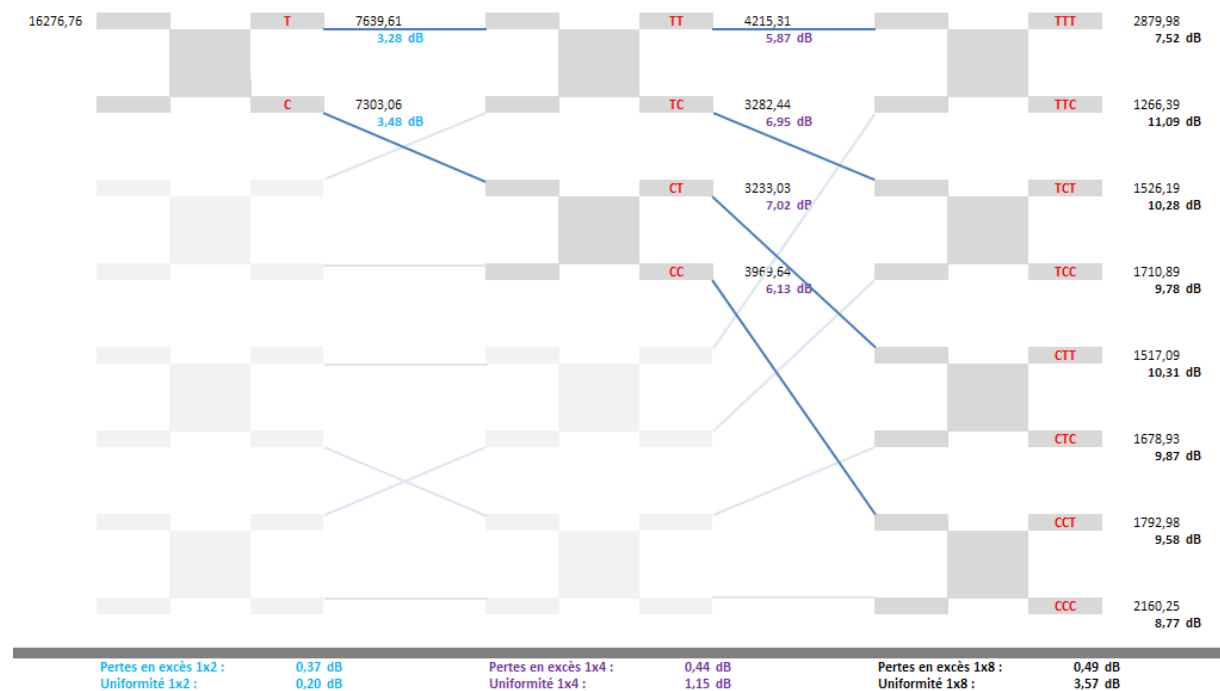


Figure 151 : Performances du modèle de coupleur $N \times N$ soumis à un faisceau issu d'un VCSEL

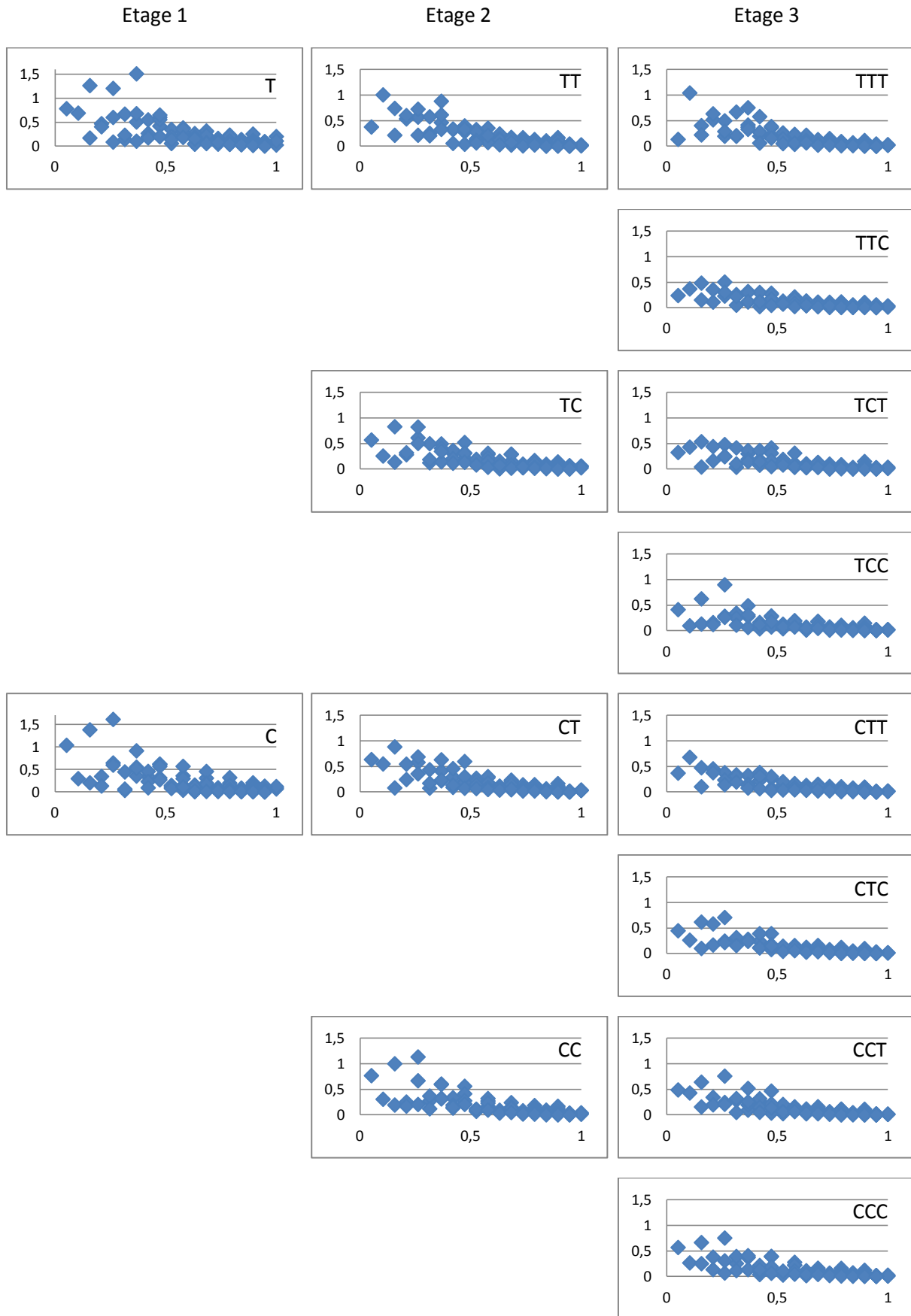


Figure 152 : Module des amplitudes complexes des champs dans le coupleur $N \times N$, pour un champ incident annulaire

VI.D. Discussion

Nous avons, à un stade avancé de l'étude, mis en évidence un problème concernant le modèle établi pour le coupleur de base. Ce problème n'a pu être observé que par la mise en cascade de plusieurs de ces coupleurs de base. Des solutions ont été proposées pour le résoudre. Le manque de temps ne nous a pas permis d'établir les nouvelles matrices de transfert modal du champ pour chaque bras du coupleur de base 2×2 . La méthode complète du calcul matriciel, pour l'étude du comportement du coupleur 8×8 , a tout de même été exposée.

Quelques simulations de coupleurs 2×2 , 4×4 et 8×8 ont été effectuées avec trois champs incidents, ayant tous un caractère modal différent. Aucun des trois ne prévoit, malheureusement, le fort déséquilibre de la puissance, en sortie du coupleur, observé expérimentalement.

Il faut noter que le logiciel OptiBPM travaille dans un régime « idéal » incluant la stabilité dans le temps des paramètres de simulation et ne prend donc pas en compte d'éventuels phénomènes dynamiques tels que le bruit modal, qui semble avoir dans ce cas un impact très important. La forte cohérence des sources utilisées généralement en environnement WDM, et donc la longueur importante des trains d'ondes émis, impliquent que la relation de phase qui existe entre des modes issus d'un même train d'ondes se maintient sur une distance significative de propagation dans la fibre. Les interférences entre modes ont donc tout le temps de s'établir, et le moindre changement dans la répartition modale de l'énergie propagée, découlant des effets de filtrage dynamique de ces modes par les éléments optiques en ligne (connecteurs, coupleurs, ...) se traduit par des modifications importantes des figures d'interférences, donc de la puissance optique reçue au niveau du détecteur. Il n'est pas envisageable de mettre en évidence un tel phénomène par un logiciel de simulation tel qu'OptiBPM : il faudrait pour chaque configuration relancer un grand nombre de fois la simulation en faisant varier de manière aléatoire entre chaque essai les paramètres traduisant ces effets de filtrage de mode (avec les difficultés que comporteraient la modélisation et la traduction en simulation de ces effets), ce qui conduirait à des temps de calcul rédhibitoires. Une question légitime et importante à laquelle devait répondre cette thèse était l'évaluation de l'importance relative des phénomènes statiques et dynamiques dans la dégradation des performances du coupleur $N \times N$. Les résultats de la simulation des phénomènes statiques montrent, par comparaison aux observations expérimentales qu'ils n'expliquent pas à eux seuls la dégradation observée des performances du coupleur et que les effets dynamiques

semblent avoir un impact très fort sur cette dégradation. L'analyse des résultats de simulation nous apporte une meilleure compréhension du fonctionnement du coupleur vis-à-vis de la répartition modale de l'énergie et des évolutions de cette répartition, mais ne permet pas de prédire avec précision les performances du coupleur en situation réelle.

VII. Des solutions pour améliorer l'uniformité du coupleur

Des coupleurs et des sources ont été modélisés pour comprendre les phénomènes statiques de couplage au sein du coupleur soumis à différents types d'injection. Cette étude a pour but d'établir les spécifications de composants et de techniques d'injection pour garantir le bon fonctionnement des services implémentés sur l'architecture en étoile passive, et ce quels que soient les ports utilisés du coupleur $N \times N$. Cette étude n'a évidemment pas pour but de spécifier un nouveau coupleur étoile. Ce sont les composants périphériques qui sont à spécifier et particulièrement ceux influant sur la distribution modale de l'énergie, comme les sources. Nous avons vu précédemment que leur type influe sur le comportement du coupleur. Nous verrons dans une première partie que la manière d'injecter le faisceau de quelques types de sources est aussi un facteur primordial. Enfin, nous insérerons dans l'architecture un composant déjà proposé sur le marché. Il s'agit du brasseur de modes et nous verrons son influence sur le comportement du système face à des sources ne respectant pas les spécifications requises.

VII.A. Une injection avec offset

VII.A.1. Le faisceau gaussien issu d'une fibre monomode

Une manière de favoriser les modes d'ordre supérieur, donc d'y augmenter le nombre de modes, consiste à exciter la fibre multimode à son entrée par un faisceau gaussien étroit. C'est un moyen simple garantissant une haute efficacité de couplage [110]. Les modes excités dépendent des conditions d'injection. Ainsi, ils dépendent notamment des *offsets*, ou décalages, radial et angulaire, par rapport au centre du cœur de la fibre. Seul le cas de l'*offset* radial est étudié ici.

Si nous désignons par ρ_0 la position radiale de l'injection sur la face d'entrée de la fibre multimode [110], pour un *offset* radial nul ($\rho_0 = 0$), 80% de la puissance est injectée dans le mode fondamental, les 20% restants excitent les modes adjacents au mode fondamental, donc les modes d'ordres les plus faibles. Très peu de modes sont alors excités. Un *offset* radial supérieur à environ 0,3 fois le rayon du cœur ($\rho_0 > 0,3a$), soit environ 8 μm dans notre cas d'étude, permet une excitation de modes d'ordre élevé.

Une bonne solution pour réaliser un *offset* radial, en pratique, est d'utiliser une fibre monomode (SMF). Le profil du champ issu d'une SMF est approximativement gaussien avec un diamètre d'environ 10 μm . La fibre SMF permet de n'exciter que peu de groupes de modes, ayant tous une constante de propagation similaire.

L'échange d'énergie entre groupes de modes peut être réduit en confinant le groupe de modes entre deux positions radiales. Un champ proche annulaire résultant peut être observé en introduisant un champ d'entrée avec *offset* angulaire. Pour ce confinement, l'angle d'attaque doit être rigoureusement égal à l'angle nécessaire pour l'excitation d'un rayon particulier, au sens de l'optique géométrique, tel que défini au chapitre II.A.5. La projection de la trajectoire de ce rayon, sur la section droite de la fibre, est un cercle. L'excitation de ce type de rayon dépend de l'*offset* radial, soit de l'indice de réfraction à cette position radiale, tel qu'il est défini par l'équation [4.16].

Des investigations menées par l'auteur de [110] montrent que les composants standards à base de fibre multimode à gradient d'indice ne sont pas ou peu utilisables dans le cas d'excitation sélective des modes. Les performances des composants sont alors dégradées par rapport aux spécifications fournies par le constructeur, données généralement pour une injection de type OFL. Une excellente uniformité a néanmoins été montrée pour un coupleur 2×2 soumis à une injection sélective des modes, avec *offset* [110].

La fibre monomode a une longueur d'onde de coupure d'environ 1200 nm, en dessous de laquelle le guide supporte quelques modes. L'excitation sélective des modes n'est donc pas tout à fait identique à 850 et à 1300 nm avec ce type de fibre. Néanmoins ce principe d'excitation sélective reste tout de même adéquat avec une SMF à 850 nm [110].

La décomposition modale des champs gaussiens, de largeur 10 μm , avec différents *offsets*, est illustrée par les graphiques de la figure 153. On constate qu'il y a d'autant plus de modes excités que l'*offset* est important.

Nous avons alors appliqué cette technique d'injection aux coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8, basés sur le premier modèle de coupleur de base. Le modèle du coupleur 2×2 était correct et avait été validé. Les résultats obtenus pour la cascade ne peuvent cependant pas être considérés comme totalement corrects. Ils sont néanmoins proches des résultats attendus. Alors, seules les pertes d'insertion du coupleur 2×2 sont montrées (figure 154). L'uniformité (figure 155) est cependant montrée pour les trois étages de la cascade. Les pertes en excès sont stables pour des *offsets* allant jusqu'à environ 15 μm . Au-delà, elles croissent rapidement.

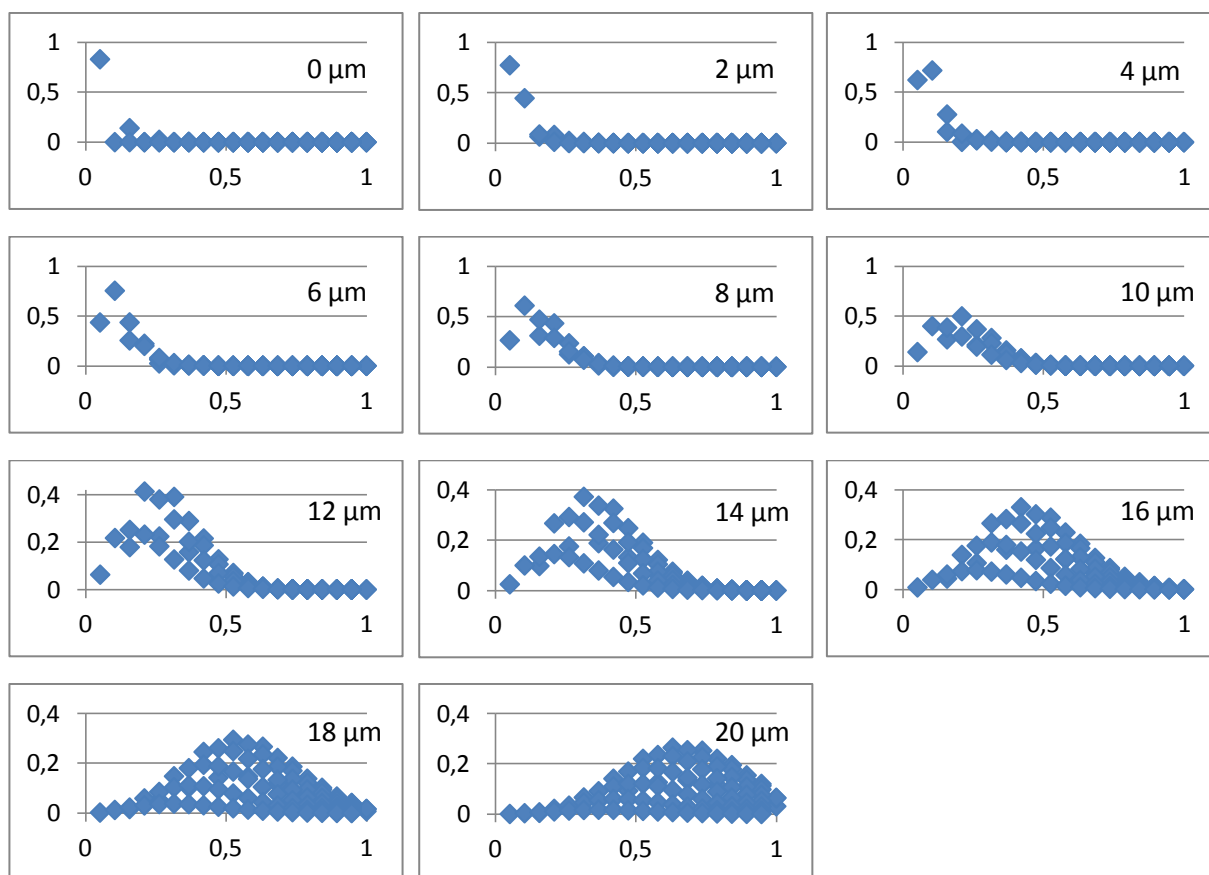


Figure 153 : Décomposition modale de faisceaux gaussiens de diamètre 10 μm à 1/e, avec différents *offsets*, à 850 nm, dans une fibre de 50 μm de diamètre de cœur

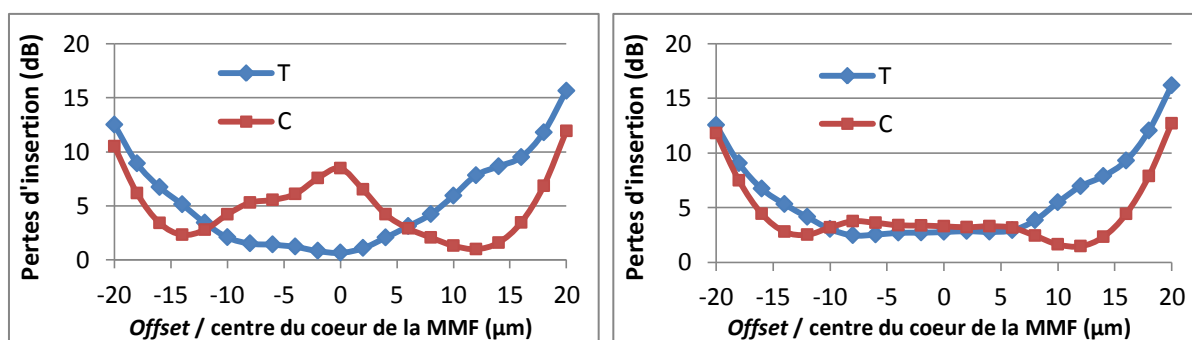


Figure 154 : Pertes d'insertion du coupleur 2x2, pour des champs d'entrée gaussiens issus d'une fibre SMF et avec différents *offsets* par rapport au centre du cœur de la MMF, à 850 nm (gauche) et 1300 nm (droite)

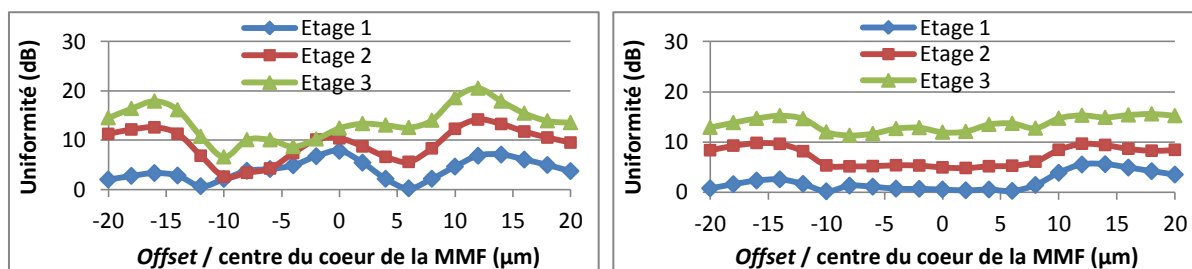


Figure 155 : Uniformité de la puissance en sortie des coupleurs 2x2, 4x4 et 8x8, pour des champs d'entrée gaussiens issus d'une fibre SMF et avec différents *offsets* par rapport au centre du cœur de la MMF, à 850 nm (gauche) et 1300 nm (droite)

On observe l'efficacité de ce type d'injection par rapport à l'*offset* 0 (injection centrée sur le cœur de la MMF). Deux *offsets* (environ -10 et 6 μm) permettent d'obtenir une bonne uniformité pour le coupleur 2×2 à 850 et 1300 nm. Les *offsets* sont tous appliqués, dans ce chapitre, selon l'axe X. On note aussi une nette amélioration de l'uniformité pour les coupleurs 4×4 et 8×8 avec injection avec *offset*. L'effet est davantage prononcé à la longueur d'onde 850 μm .

VII.A.2. Le faisceau gaussien étroit à base elliptique

Le cas de l'injection avec *offset* d'un champ issu d'une fibre SMF a déjà été étudié. Mais qu'en est-il pour d'autres types de champs ? Dans cette section, on étudie le cas du champ gaussien étroit, à base elliptique, avec *offsets*. Les dimensions du champ sont fixées, suivant les deux polarisations :

- En X : rayons à mi-hauteur 6 μm suivant X et 2 μm suivant Y
- En Y : rayons à mi-hauteur 2 μm suivant X et 6 μm suivant Y

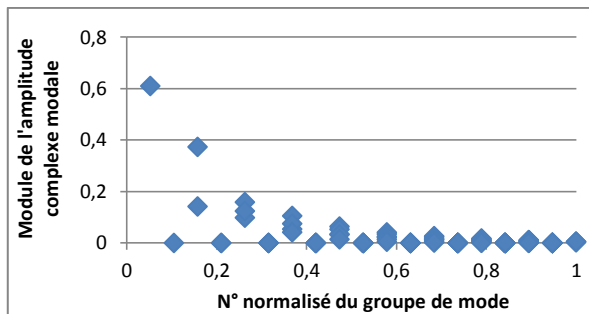
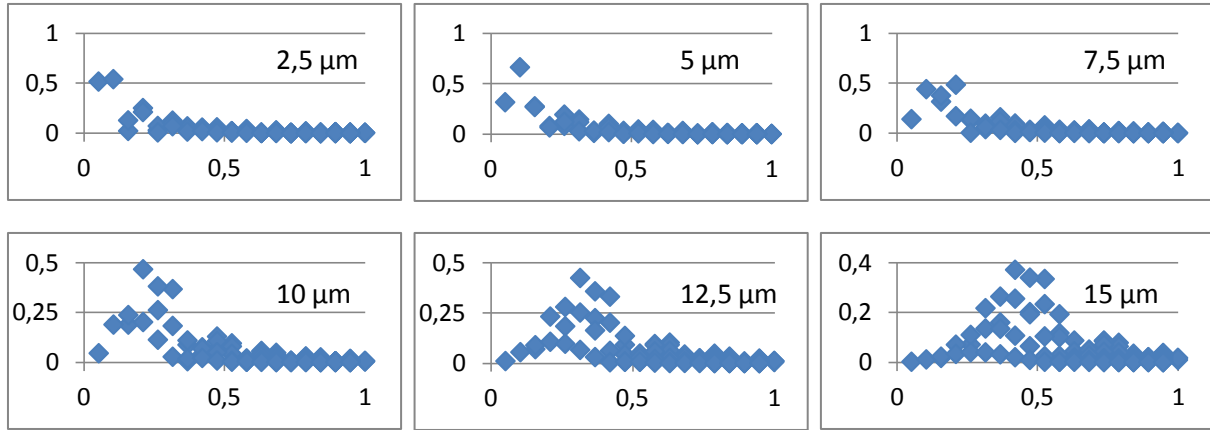
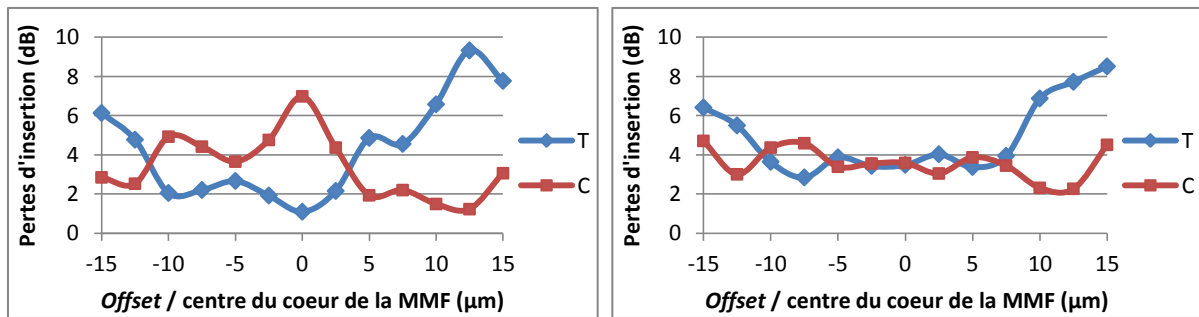
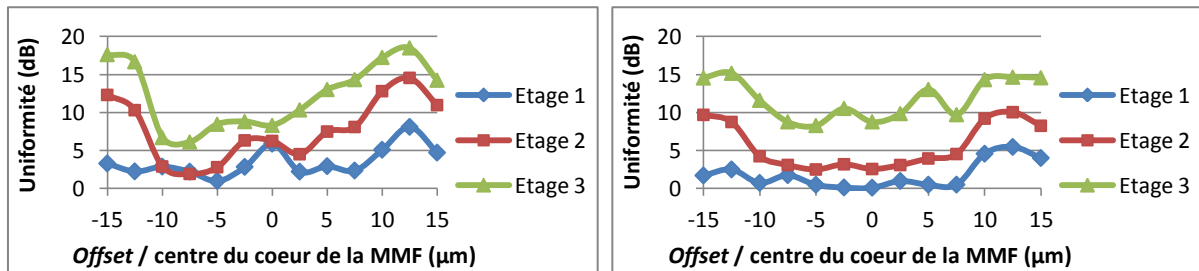


Figure 156 : Module des amplitudes modales complexes du champ gaussien à base elliptique ($X = 2$; $Y = 6$), polarisé rectilignement suivant l'axe des Y

La décomposition modale de ce champ, injecté au centre du cœur, est la même quelle que soit la polarisation (figure 156). En effet, les modes excités sont tous à symétrie cylindrique. Avec un *offset*, ce n'est plus le cas. Le champ excite alors des modes dont le profil est différent selon la polarisation.

La décomposition modale du champ polarisé en X avec *offset* est représentée par les graphiques de la figure 157. On constate le profil gaussien des décompositions modales, dont le centre de gravité se décale, avec les *offsets* croissants, vers les groupes d'ordre supérieur. Le champ devient alors davantage multimode avec l'*offset* radial.

Ces champs sont, un à un, utilisés dans le calcul matriciel. A partir de la première étape du calcul, les pertes d'insertion sont calculées (figure 158). On note encore, notamment à 850 nm, deux *offsets* (-11 et 4 μm) pour lesquels l'uniformité est excellente. La figure 159 montre l'uniformité pour les trois étages de la cascade de coupleurs. On constate là encore que différentes valeurs d'*offset* permettent d'améliorer les performances en termes de paramètres « système » par rapport à une injection sans *offset*.


 Figure 157 : Injection, avec différents *offsets*, par un faisceau gaussien à base elliptique ($X = 2$; $Y = 6$) à 850 nm

 Figure 158 : Pertes d'insertion du coupleur 2×2, pour un champ d'entrée gaussien à base elliptique ($X = 2$; $Y = 6$), avec différents *offsets* par rapport au cœur de la MMF et suivant l'axe X, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)

 Figure 159 : Uniformité de la puissance en sortie des coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8, pour un champ d'entrée gaussien à base elliptique ($X = 2$; $Y = 6$) avec différents *offsets* par rapport au cœur de la MMF à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)

La décomposition modale du champ polarisé en Y avec *offset* est illustrée par les graphiques de la figure 160. Comme pour le cas de la polarisation en X, la décomposition modale présente une enveloppe approximativement gaussienne. Son centre de gravité se déplace vers les groupes d'ordre supérieur lorsque l'*offset* augmente. Il y a également plus de modes excités. La figure 161 montre les pertes d'insertion du coupleur 2×2 soumis à ces champs. Nous observons là encore deux *offsets* (-12 et 6 μm) permettant d'obtenir un coupleur 2×2 parfaitement équilibré à 850 et 1300 nm. Les courbes d'uniformité, sur la figure 162, témoignent du gain important (8 – 9 dB) apporté par un *offset* de -10 μm pour les coupleurs 4×4 et 8×8 à 850 nm.

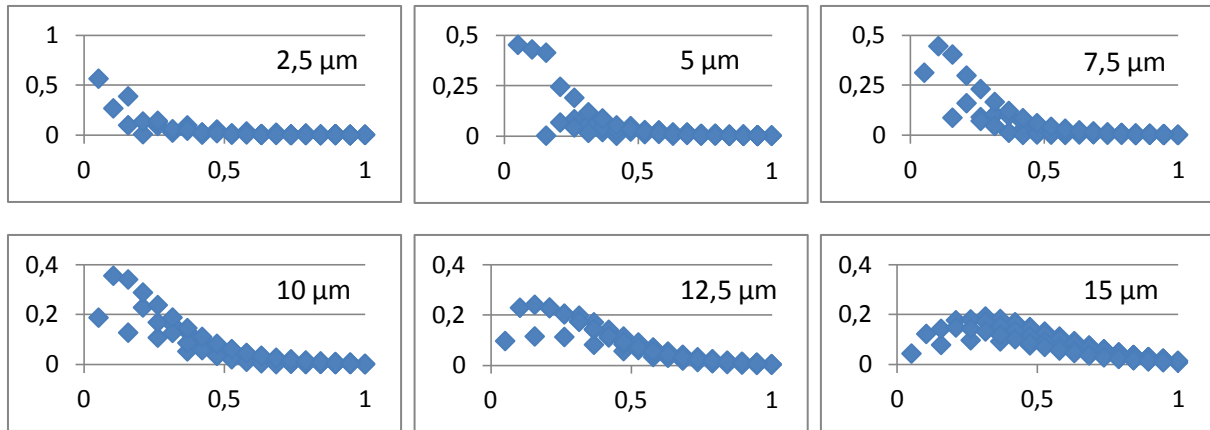


Figure 160 : Injection, avec différents *offsets*, par un faisceau gaussien à base elliptique ($X = 6$; $Y = 2$) à 850 nm

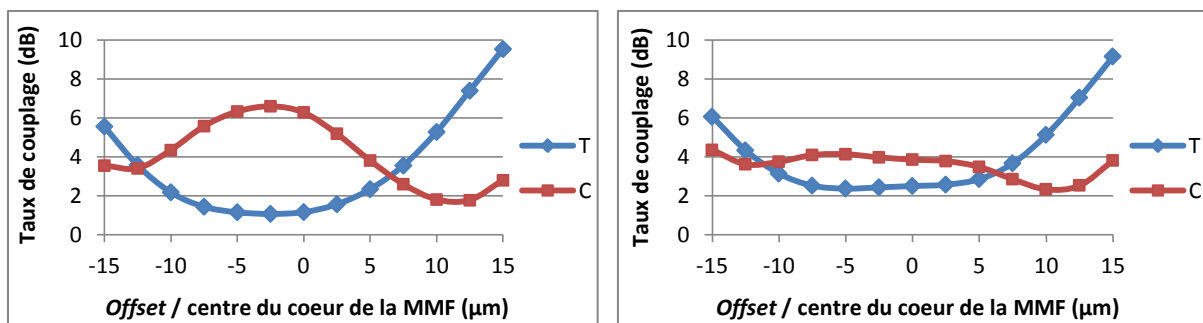


Figure 161 : Pertes d'insertion du coupleur 2×2, pour un champ d'entrée gaussien à base elliptique ($X = 6$; $Y = 2$), avec différents *offsets* suivant X par rapport au cœur de la MMF, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)

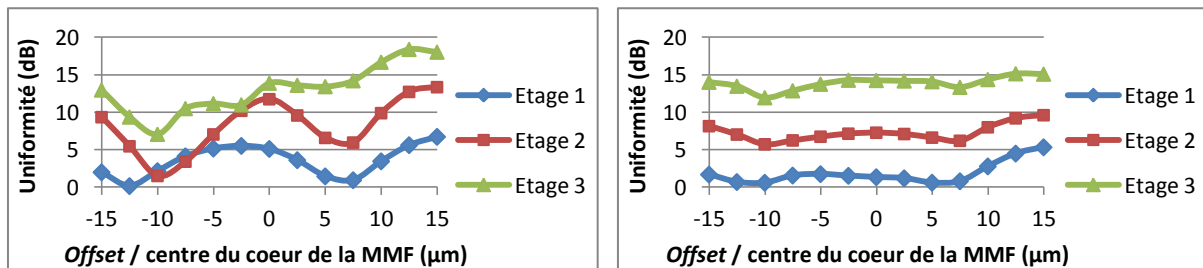


Figure 162 : Uniformité de la puissance en sortie des coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8, pour un champ d'entrée gaussien à base elliptique ($X = 6$; $Y = 2$) avec différents *offsets* par rapport au cœur de la MMF, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)

Cette technique d'injection de champs étroits, avec *offset*, a montré qu'elle peut apporter un gain significatif aux performances du système. Les décompositions modales de différents champs étroits ont montré que le nombre de modes excités augmente d'autant plus que l'*offset* est important. Mais il existe une valeur optimale de l'*offset* pour une uniformité correcte. La cartographie des modes excités à l'entrée de la fibre est alors similaire à celle induite par un champ multimode. Dans certains cas, l'équilibre de la puissance en sortie du coupleur 8×8 est retrouvé grâce à une uniformité améliorée d'environ 10 dB. Mais cette technique reste néanmoins difficile à mettre en œuvre dans un système industriel.

VII.B. Un dispositif de brassage de modes dans le système

VII.B.1. Le brasseur de modes

La plupart des mesures effectuées sur de courtes longueurs de fibre multimode dépendent fortement de la distribution modale de la puissance incidente. Les mesures d'atténuation, par exemple, fourniront des résultats différents en fonction des conditions d'injection.

Au bout d'une certaine distance de propagation dans la fibre, la distribution modale de puissance devient indépendante de la distribution initiale, fonction des conditions d'injection. La distribution modale devient alors stable. Cependant, cette longueur n'est pas compatible avec les portées rencontrées dans le contexte de notre étude, lié à l'environnement domestique. Une solution pour accélérer cette stabilisation de la distribution modale consiste à employer un brasseur de modes.

L'utilisation de ce dispositif permet, en imposant des courbures significatives sur une très faible longueur de fibre, d'obtenir une distribution modale stable. Dans la plupart des applications de laboratoire, il est beaucoup plus aisé de générer une distribution modale approximativement stable en perturbant la fibre plutôt qu'en recourant à une grande longueur de fibre. Il en est évidemment de même dans le contexte résidentiel.

Appliquer des perturbations intrinsèques (sur l'indice de réfraction par exemple) ou extrinsèques (des courbures par exemple) dans la fibre induit une redistribution de la puissance par couplage entre modes.

Le brasseur réalise deux fonctions distinctes : le filtrage et le brassage des modes. Dans le premier cas, le couplage entre modes permet d'atteindre une distribution stable, à partir de l'excitation des modes d'ordre supérieur, en les contraignant à fuir dans la gaine. Grâce aux courbures imposées à la fibre, il favorise l'élimination des modes d'ordre les plus élevés, ceux qui sont les plus proches de l'interface cœur – gaine. On rappelle que ces modes sont majoritairement à l'origine des pertes d'insertion. Typiquement, on cherchera à les éliminer, immédiatement après excitation par une source de type DEL par exemple, afin d'exciter les composants passifs de la chaîne de transmission avec une distribution modale stable. Dans le second cas, le couplage entre modes permet d'atteindre une distribution stable, à partir de l'excitation des modes d'ordre inférieur. Grâce encore aux courbures, les échanges d'énergie entre les modes sont favorisés. Le brasseur de modes permet donc de répartir la distribution modale de l'énergie des modes d'ordre les plus faibles vers des modes d'ordre plus élevés afin

d'atteindre une distribution stable. Des sources de type laser (FP, DFB, VCSEL), associées à un dispositif de brassage de modes, peuvent alors exciter de façon moins restreinte les modes de la fibre.

Nous nous intéressons principalement à l'aptitude du dispositif à remplir la seconde fonction. Les sources utilisées excitent un nombre restreint de modes de la fibre et il s'agit d'en exciter davantage à l'entrée du coupleur, afin d'accentuer le mécanisme de couplage.

VII.B.2. La modélisation du brasseur de modes

VII.B.2.a. Le dispositif à enroulement de fibre

La plupart des brasseurs de modes du commerce, utilisés sur des liaisons multimodes réellement déployées, sont des systèmes permettant d'enrouler une portion d'un câble de fibre autour d'un mandrin cylindrique. L'effet de la courbure imposée à la fibre modifie légèrement l'indice de réfraction dans la région courbée ce qui réduit localement le volume effectif des modes de la fibre. Les modes d'ordre supérieur ne sont alors plus guidés et sont perdus dans la gaine.

Le diamètre du mandrin et le nombre de tours doivent être choisis pour éliminer certains des modes d'ordre supérieur. Le dimensionnement des brasseurs doit répondre à des normes [111][112]. On sait empiriquement que plus de 5 tours complets de 360° créent beaucoup de pertes additionnelles. 3 à 5 tours sont donc communément utilisés.

Ce dispositif n'est malheureusement pas réalisable avec le logiciel OptiBPM. En effet, aucun guide d'onde proposé ne permet de modéliser une fibre enroulée autour d'un mandrin. Ce dessin ne peut pas être implémenté dans un substrat. L'axe du mandrin serait l'axe longitudinal de calcul. Le modèle de fibre, guide d'onde hélicoïdal enroulé autour de l'axe longitudinal, ne permet plus l'approximation paraxiale nécessaire à la méthode BPM.

VII.B.2.b. Le dispositif à « fibre contrainte »

Il existe, dans le commerce, d'autres produits contraignant la fibre différemment du dispositif présenté précédemment. La fibre n'est plus enroulée autour d'un support. Un dispositif, placé autour de la fibre, le long de son axe longitudinal, lui impose de multiples courbures, tel que le montre le modèle de la figure 163. Ces dispositifs, dont la déformation de la fibre, le nombre et la périodicité des courbures peut varier d'un produit à l'autre, sont notamment

destinés à être utilisés sur des liaisons expérimentales en laboratoire. Nous avons créé un modèle à partir du mélangeur de modes utilisé dans notre laboratoire, dont le schéma est représenté par la figure 163 :

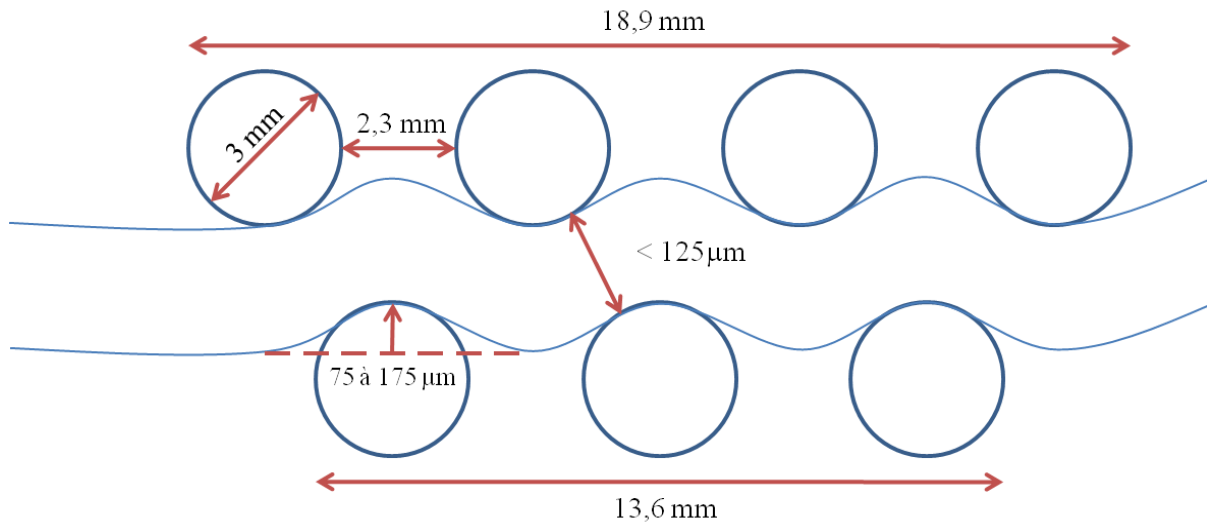


Figure 163 : Modèle du brasseur de modes

Ce modèle est implémenté à l'aide du logiciel OptiBPM. Nous définissons « l'amplitude des contraintes », exprimée en μm , par la déformation ou la courbure subie par la fibre. Le mélangeur utilisé permet d'imposer des contraintes allant de 75 à 175 μm (figure 163). Les simulations seront faites pour des contraintes comprises dans cet intervalle de valeurs, par pas de 25 μm . Dans la suite, une amplitude des contraintes nulle correspond à la fibre non soumise à des perturbations. Nous observons alors l'effet du dispositif pour différents types de champ.

VII.B.3. L'influence du brasseur de modes sur le comportement des coupleurs $N \times N$

Le comportement du brasseur est tout d'abord étudié par simulation. Le calcul matriciel est ensuite employé pour déterminer le comportement des coupleurs, comme c'était le cas pour l'étude des injections avec *offset*. Il s'agit aussi, dans cette partie, des modèles fabriqués à partir du premier modèle de coupleur de base. Les résultats pour le coupleur 2×2 peuvent être considérés comme pleinement valides. En raison du problème de discontinuité entre guides lors de la mise en cascade des coupleurs de base, les résultats concernant les coupleurs 4×4 et 8×8 seront à considérer avec certaines précautions.

VII.B.3.a. Le champ excitant uniformément tous les modes

Le brasseur est tout d'abord illuminé par un champ excitant uniformément tous les modes. Les coefficients d'amplitude complexe modale c_n sont tous affectés de la valeur 1. La figure 164 et la figure 165 montrent les performances en termes de paramètres « système » du dispositif, associé au coupleur $N \times N$, à 850 et 1300 nm.

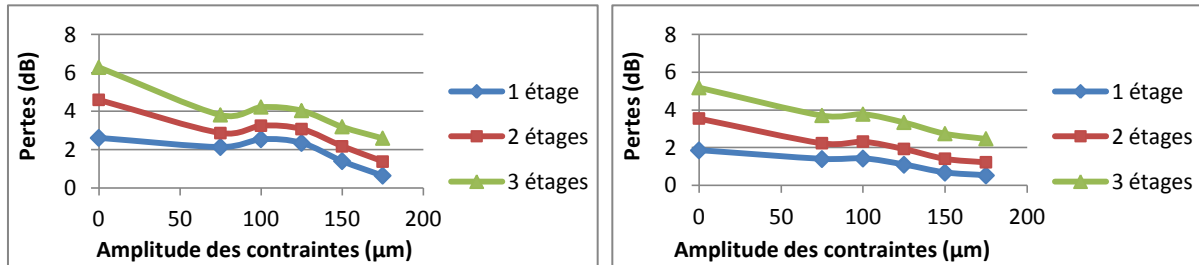


Figure 164 : Pertes en excès des coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8, pour un champ d'entrée, excitant uniformément tous les modes, propagé dans le brasseur de modes, et pour des amplitudes de contraintes différentes, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)

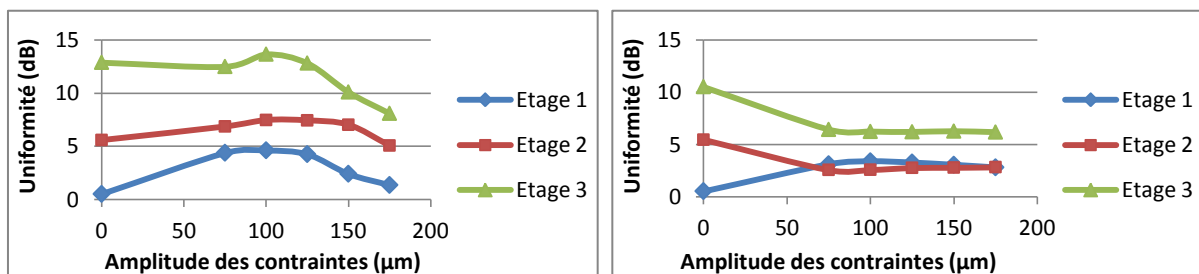


Figure 165 : Uniformité de la puissance en sortie des coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8, pour un champ d'entrée, excitant uniformément tous les modes, propagé dans le brasseur de modes, et pour des amplitudes de contraintes différentes, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)

Les pertes en excès (figure 164) des coupleurs décroissent globalement lorsque les contraintes augmentent. Le dispositif dégrade l'uniformité du coupleur 2×2 (figure 165). Il l'améliorait pour les coupleurs 4×4 et 8×8 à 1300 nm. A 850 nm, l'uniformité du coupleur 8×8 serait nettement meilleure pour de fortes contraintes.

VII.B.3.b. Le champ gaussien

Le champ incident est un champ gaussien à base circulaire. Quatre cas, correspondant aux rayons à mi-hauteur 5, 10, 15 et 20 μm, sont étudiés.

A 850 nm, les pertes en excès (figure 166) décroissent quand les contraintes augmentent. L'uniformité est améliorée pour les coupleurs 2×2 et 4×4 (figure 167). Le gain en uniformité pour le coupleur 8×8 n'est pas significatif, sauf pour le faisceau incident le plus étroit. Au contraire, à 1300 nm, les pertes en excès augmentent globalement. L'uniformité est dégradée pour le coupleur 2×2, peu changée pour le coupleur 4×4 et améliorée pour le coupleur 8×8.

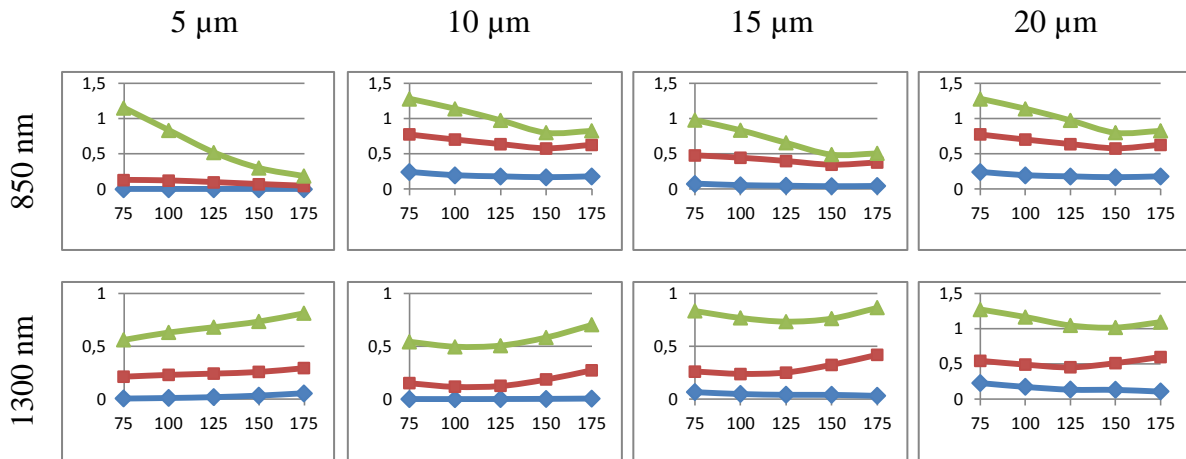


Figure 166 : Pertes en excès du coupleur 2×2, 4×4 et 8×8, pour un champ d'entrée gaussien propagé dans le brasseur de modes, et pour des amplitudes de contraintes différentes, à 850 (haut) et 1300 nm (bas)

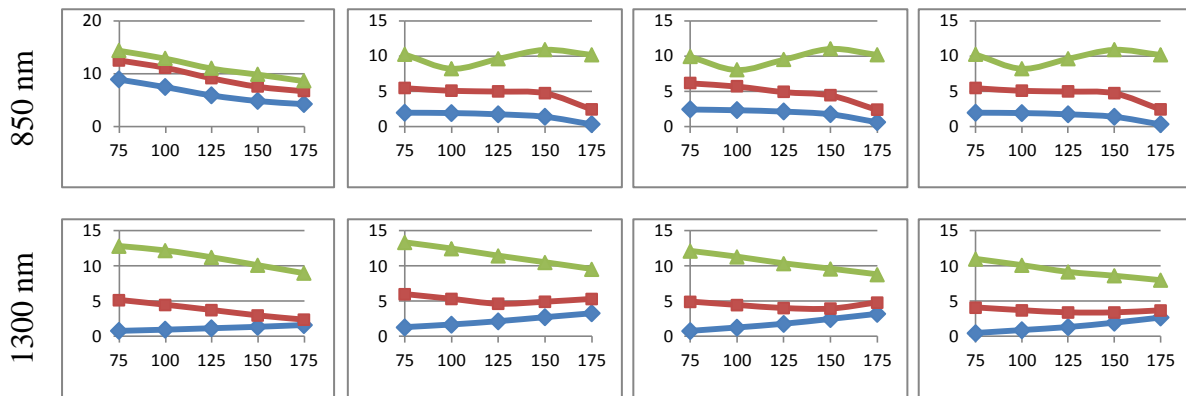


Figure 167 : Uniformité du coupleur 2×2, 4×4 et 8×8, pour un champ d'entrée gaussien propagé dans le brasseur de modes, et pour des amplitudes de contraintes différentes, à 850 (haut) et 1300 nm (bas)

L'étude du brasseur pour les champs étudiés n'est pas suffisante pour déterminer son effet sur les autres composants passifs de la liaison. D'autres simulations sont à effectuer pour d'autres champs incidents. Elles doivent surtout être accompagnées d'une analyse modale. Le composant lui-même devrait être soumis à l'excitation de tous les modes séparément afin de connaître le comportement du dispositif vis-à-vis de chacun. Nous n'avons pu effectuer ces simulations par manque de temps.

VII.C. L'injection avec *offset* dans le brasseur de modes

Au début de cette partie, nous avons étudié le cas de l'injection avec *offset*, montrant une amélioration des performances du système. Nous nous sommes précédemment intéressés au comportement d'un type de brasseur de modes. Observons maintenant l'effet de la combinaison de ces deux solutions. Pour cela, le brasseur est soumis à une injection, avec *offset*, d'un champ issu d'une fibre monomode, à 850 nm. Le champ est gaussien, à base circulaire, de largeur 10 μm .

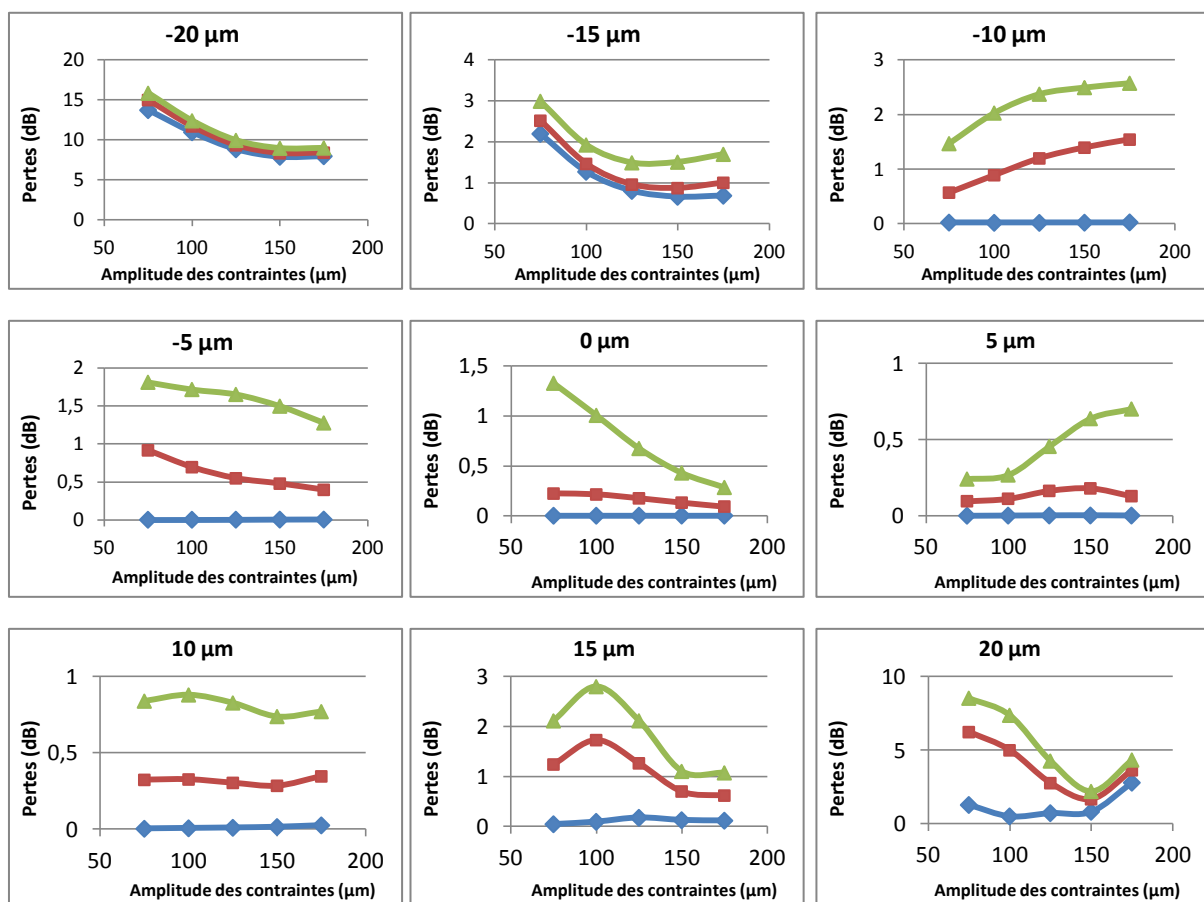


Figure 168 : Pertes en excès des coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8, pour un champ issu d'une fibre SMF, injecté avec *offset* dans le brasseur de modes puis propagé dans le coupleur, à 850 nm

Pour des *offsets*, compris entre -20 et 20 μm par rapport au centre du cœur de la fibre et suivant l'axe X, les pertes en excès des coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8 (figure 168) varient différemment en fonction des contraintes appliquées. Un cas remarquable est à souligner : le cas de l'*offset* nul est celui offrant les meilleures performances. Il est semblable au cas du champ gaussien de rayon 5 μm , étudié à la section précédente. De plus, les pertes diminuent

pour les coupleurs 2×2 , 4×4 et 8×8 lorsque les contraintes augmentent. L'injection avec *offset* n'améliore pas les performances du système en termes de pertes en excès. Bien au contraire, elle les dégrade, mais les maintient tout de même à un faible niveau.

L'uniformité fluctue également beaucoup en fonction de l'*offset* et des contraintes appliquées (figure 169). Il est par contre évident que, pour ce paramètre « système », l'*offset* apporte une nette amélioration des performances. Il faut noter que les offsets -5, 5 et 10 μm offrent une meilleure uniformité par rapport au cas de l'*offset* nul. Il aurait été utile d'effectuer des calculs supplémentaires, pour des *offsets* intermédiaires, avec un pas réduit. Le cas de l'*offset* 5 μm montre les meilleurs résultats : une uniformité d'environ 1, 2 et 4 dB respectivement pour les coupleurs 2×2 , 4×4 et 8×8 , avec une amplitude des contraintes fixée à 125 μm , à comparer au cas de l'*offset* nul avec respectivement 8, 10 et 14 dB.

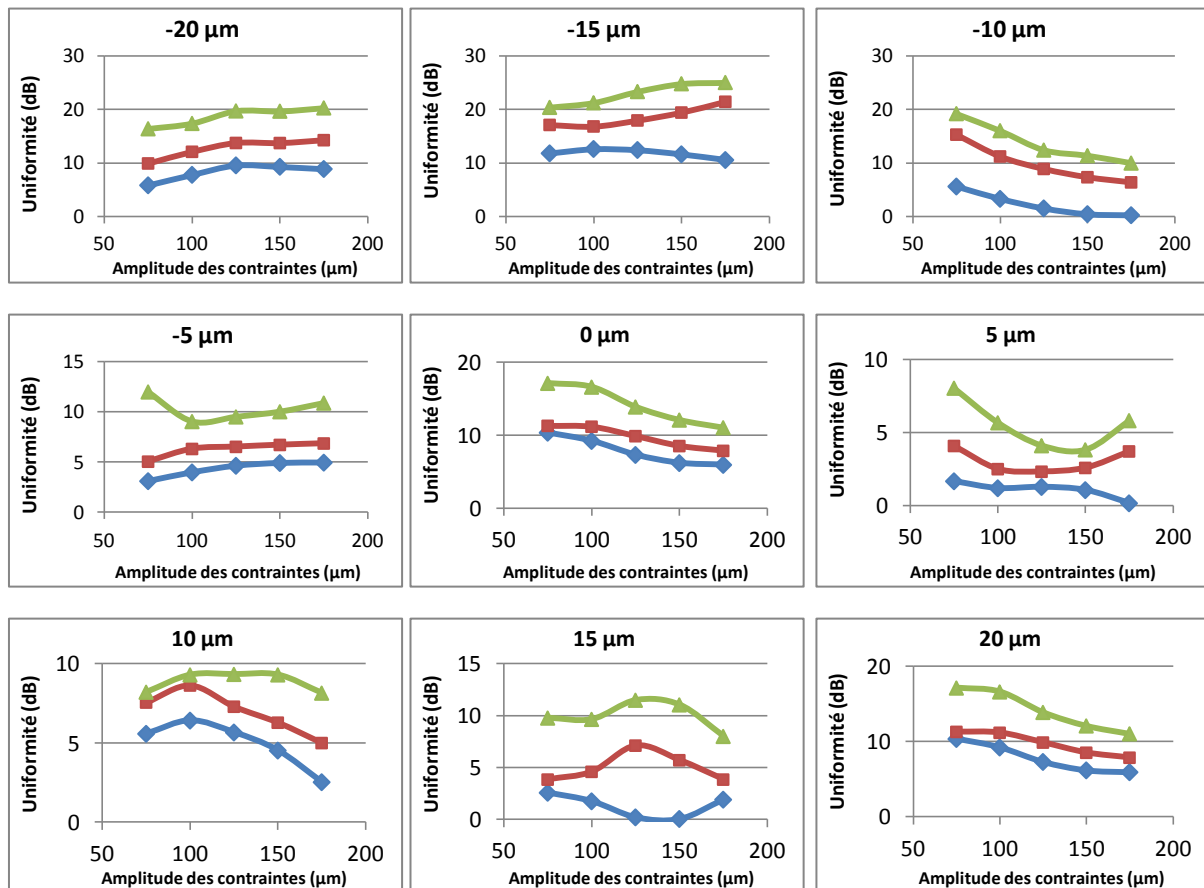


Figure 169 : Uniformité de la puissance en sortie des coupleurs 2×2 , 4×4 et 8×8 , pour un champ issu d'une fibre SMF, injecté avec *offset* dans le brasseur de modes puis propagé dans le coupleur, à 850 nm

VII.D. Discussion

L'injection avec *offset* a montré son intérêt. Cette technique reste néanmoins difficile à mettre en œuvre industriellement.

Les performances en termes de paramètres « système » ne sont pas un indicateur suffisant pour caractériser un brasseur de modes. Une analyse modale serait indispensable pour étudier ce type de dispositif. Les modèles de coupleurs, utilisés avec ce modèle de brasseur, ayant été modifiés au cours de la thèse pour les raisons déjà évoquées, l'analyse modale n'a pas été montrée, au risque de présenter des résultats erronés.

L'association des deux techniques a montré le gain des performances en termes d'uniformité, tout en maintenant des pertes en excès à un faible niveau.

VIII. La validation expérimentale des résultats de la modélisation

Nous nous sommes procurés, en fin de thèse, différentes sources optiques multimodes dont les longueurs d'onde appartiennent aux deux premières fenêtres de longueurs d'onde télécoms, autour de 850 et 1300 nm. Nous avons alors caractérisé les différents coupleurs dont nous disposons avec ces sources. Un nouveau plan d'onde, dans la première fenêtre de longueurs d'onde télécoms, est pour la première fois, à notre connaissance, implémenté avec des sources distinctes les unes des autres. Les résultats expérimentaux, dans cette fenêtre, sont ensuite corrélés avec ceux obtenus par calcul matriciel.

Nous disposons, dans notre laboratoire de deux coupleurs 2×2, d'un coupleur 4×4 et d'un coupleur 8×8 à abrasion – collage, commercialisés par la société SEDI – Fibres Optiques, et d'un coupleur 8×8 à fusion – étirage, commercialisé par la société ABSYS.

VIII.A. Le coupleur N×N face à des sources « multimodes » autour de 1300 nm

VIII.A.1. Le laser DFB « multimode » à 1370 nm

Nous nous sommes procuré un laser de type DFB auprès de la société ABSYS. Il a, selon le fabricant, un caractère multimode transversal. Ce type de composant est habituellement monomode transversal et longitudinal. Pour la première fois, nous rencontrons donc un composant de type DFB monomode longitudinal et multimode transversal. Nous ne connaissons pas la forme du faisceau émis, ni son diagramme de rayonnement. Nous n'avons aucun moyen de caractériser l'émission de cette source. Le tableau 34 recense les performances des coupleurs, en termes d'uniformité, vis-à-vis de cette source, pour les technologies abrasion – collage (AC) et fusion – étirage (FE).

Coupleur	2×2 (1)	2×2 (2)	4×4	8×8	8×8
Technologie	AC				FE
Uniformité (dB)	2,2	2,6	7	9,5	8,7

Tableau 34 : Uniformité des coupleurs N×N face à un DFB « multimode » à 1370 nm

Vues les performances dégradées en termes d'uniformité, de tous les coupleurs, cette source est certainement très faiblement multimode transversal. Elle ne génère pas suffisamment de modes pour permettre la bonne uniformité du coupleur. Son faisceau, certainement plus large qu'un DFB typique, reste aussi certainement étroit. Le terme commercial « multimode » n'est pas suffisant pour qualifier le caractère modal de la source. Il doit être spécifié pour une géométrie de fibre optique particulière.

Notons que l'écart d'uniformité, entre les deux technologies du coupleur 8×8, n'est pas très significatif.

Nous allons maintenant constater qu'il en est de même pour un VCSEL multimode à 1300 nm utilisé dans des communications haut débit (10 Gbit/s) sur fibre multimode.

VIII.A.2. Le laser VCSEL « multimode » à 1300 nm

On sait que le faisceau émis par un VCSEL varie en fonction du courant de polarisation. L'uniformité des coupleurs a donc été mesurée pour différents courants de polarisation. Les résultats sont répertoriés dans le tableau 35 et sur la figure 170.

Deux coupleurs 2×2, de même technologie de fabrication, provenant du même fabricant, peuvent montrer des performances différentes. Nous avons qualifié d'« artisanale » la technologie de fabrication abrasion – collage puisque la méthode de fabrication peut générer des différences entre deux produits. On le vérifie ici grâce à ces résultats.

L'uniformité du coupleur 4×4 est très dégradée. Elle est au même niveau que les coupleurs 8×8. Ne disposant que d'un seul produit, il est difficile de conclure sur la cause de cette mauvaise performance. Ce problème, sans doute d'origine modal, est-il dû à un défaut de fabrication de ce composant particulier ? Le nombre d'étages de coupleurs 2×2 cascades (ici pair, et impair pour les coupleurs 2×2 et 8×8) a-t-il une influence sur la redistribution modale de l'énergie d'un étage à l'autre ?

Pour le coupleur 8×8, notons que l'écart d'uniformité, entre les deux technologies de fabrication, n'est pas très significatif (environ 1 dB). La similitude entre leur comportement en fonction du courant de polarisation est remarquable. Notons également que l'uniformité s'améliore avec un courant de polarisation plus élevé. On rappelle que le faisceau émis par un VCSEL est d'autant plus large, et donc d'autant plus multimode pour la fibre, que le courant de polarisation est élevé.

I (mA)		3	5	7	9	11	13
AC	2×2 (1)	2,5	1,1	0,8	1,7	0,7	0,4
	2×2 (2)	3,9	2,4	3,9	4,8	1,7	1,4
	4×4	7,8	7,3	6,6	6,6	7,1	5,5
	8×8	7,1	8,4	8	7,5	7,1	6,1
FE	8×8	6,5	7,5	7,2	6,6	6,1	4,4

Tableau 35 : Uniformité des coupleurs N×N face à un VCSEL à 1300 nm, en fonction du courant de polarisation

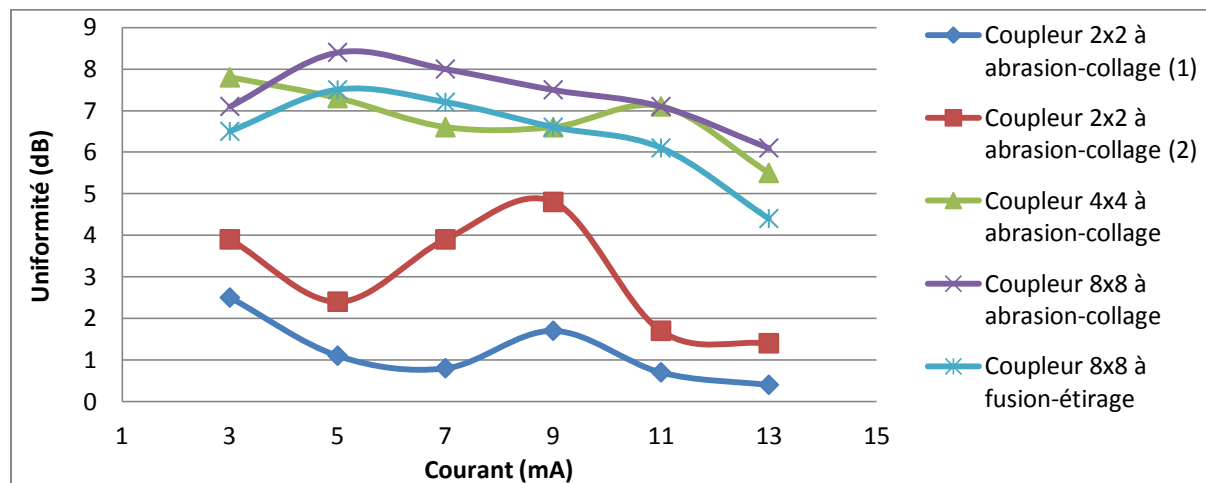


Figure 170 : Uniformité des coupleurs N×N face à un VCSEL à 1310 nm, en fonction du courant de polarisation

Il n'existe cependant pas, aujourd'hui sur le marché, de sources optiques suffisamment multimode, dans la deuxième fenêtre de longueurs d'onde télécoms autour de 1300 nm, pour permettre une bonne uniformité en sortie des coupleurs N×N à base de fibre multimode. Nous allons maintenant mener la même étude dans la première fenêtre de longueurs d'onde télécoms autour de 850 nm. Les résultats pourront alors être comparés à ceux obtenus par calcul matriciel. On rappelle également que les coûts du système vont être inférieurs dans cette première fenêtre. En effet, par exemple, l'utilisation de composants de photo-détection simples et à faible coût y est possible.

VIII.B. Le coupleur N×N face à des sources multimodes autour de 850 nm

VIII.B.1. Un plan d'onde à 850 nm

Les expérimentations préliminaires (exposées au chapitre 3) nous ont conduits à l'implémentation d'un réseau local domestique multiservice dans les deuxième et troisième fenêtres de longueurs d'onde télécoms autour de 1300 et 1550 nm. Le plan d'onde réalisé, avec les services associés à chaque longueur d'onde, déjà présenté à la figure 66, est rappelé sur la figure 171 – gauche. A ces longueurs d'onde, tous les composants sont disponibles sur le marché, mais principalement en technologie monomode. Concevoir ces composants en technologie multimode maintiendrait des coûts élevés du système fonctionnant dans la fenêtre autour de 1300 nm. En effet, le matériau utilisé pour la fabrication des récepteurs, par exemple, est plus coûteux que le silicium utilisé dans la fenêtre autour de 850 nm. De plus, les composants multimodes ont été initialement conçus et optimisés pour cette longueur d'onde. Il n'existe cependant pas aujourd'hui, sur le marché, de sources et de filtres pour réaliser une grille CWDM dans cette fenêtre de longueurs d'onde.

Nos contacts avec le composantier américain Finisar nous ont permis de nous procurer des VCSEL multimodes transversaux, prototypes issus de leur R&D, émettant dans cette fenêtre. Les longueurs d'onde de ces sources apparaissent dans le plan d'onde de la figure 171 – droite. Elles se situent à 780, 800, 825, 850 et 910 nm, et pourraient constituer la base d'une extension de la grille CWDM vers des longueurs d'onde plus courtes engendrant des coûts moins importants pour les systèmes.

Chaque composant nous a été livré dans un premier temps sous forme de puce. Ne disposant d'aucun moyen de les exploiter sous cette forme dans notre laboratoire, nous avons recontacté Finisar pour qu'ils nous fournissent ces composants intégrés dans des boîtiers connectés pour fibre multimode. Environ deux années ont été nécessaires au composantier pour effectuer cette mise en boîtier et nous livrer les sources. Cette durée ne nous a malheureusement pas laissé le temps d'implémenter à nouveau un réseau local domestique complet dans la fenêtre de longueurs d'onde autour de 850 nm. Il était tout d'abord indispensable de caractériser ces sources afin de spécifier les filtres requis. Mais, nous n'avons pas pu ensuite trouver de filtres de type OADM commercialement disponibles à ces longueurs d'onde. Ils n'existent qu'aux longueurs d'onde de la grille CWDM utilisée en

technologie monomode, et adaptés à la fibre multimode. Néanmoins, il ne semble pas qu'il y ait de verrou technologique à leur fabrication aux longueurs d'onde autour de 850 nm.

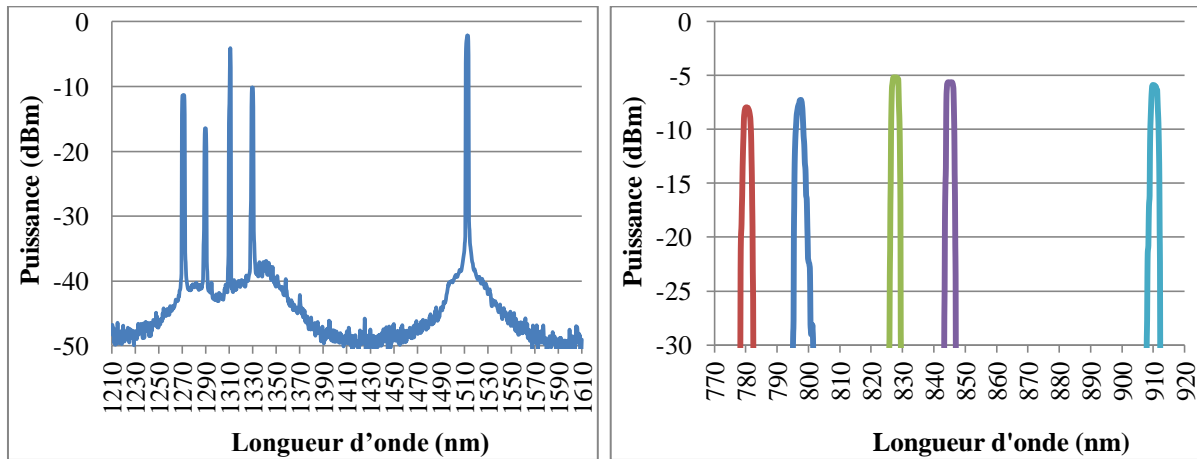


Figure 171 : Plan d'onde à 1310/1510 nm (gauche) et à 850 nm (droite)

VIII.B.2. Les performances du coupleur N×N

Le comportement du coupleur N×N est maintenant observé avec ces VCSEL multimodes transversaux. Les résultats sont ensuite comparés à ceux des calculs matriciels.

Chacun des coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8 a été caractérisé avec chacune des sources. Les résultats sont regroupés dans le tableau 36. Ils sont comparés aux mesures du constructeur (avec une source permettant une injection de type OFL à 850 nm), ainsi qu'aux résultats du calcul matriciel exposés précédemment.

Le faisceau des composants émettant aux autres longueurs d'onde peut être différent. Le modèle du faisceau, créé pour la longueur d'onde 850 nm, peut alors ne pas les représenter fidèlement. Cela peut expliquer les écarts constatés entre les valeurs mesurées de l'uniformité et celle calculée. Ces écarts restent néanmoins réduits.

Observons, plus particulièrement, les résultats à 850 nm. Les mesures fournies par le constructeur, réalisées avec une source très large, sont très avantageuses. Le faisceau réel du VCSEL et le modèle de ce faisceau étant moins larges, la valeur de l'uniformité que nous avons calculée et mesurée ne peut être que plus élevée :

- La mesure de l'uniformité du coupleur 2×2 est de 0,9 dB, supérieure à celle du constructeur et au résultat du calcul matriciel. Elle reste tout de même inférieure à la spécification du constructeur (1 dB).
- La concordance est très bonne pour le coupleur 4×4. Le résultat théorique est très légèrement inférieur à celui de la mesure du constructeur, comme c'était le cas pour le coupleur 2×2.
- Comme on pouvait s'y attendre, l'uniformité du coupleur 8×8 est meilleure dans le cas d'une injection par une source large (mesures du constructeur) que par un VCSEL (calcul théorique et expérimentation). L'écart est cependant jugé acceptable. Mais il faut surtout noter l'excellente corrélation, dans le cas du coupleur à abrasion – collage, entre les résultats issus du calcul matriciel et des expérimentations.

	Mesures du constructeur	Calcul matriciel	Expérimentations				
λ (nm)	850	850	780	800	825	850	910
2×2 (1)	0,2	0,2	0,8	1,3	0,9	0,9	1,8
2×2 (2)	0,3		0,2	0,3	0,3	0,9	1,2
4×4	1,2	1,15	2,2	2,3	1,3	1,3	1,2
8×8	2,1	3,57	4,6	4,2	3	3,5	4,7
8×8 (FE)	1,7	-	2,8	4,3	1,9	2,1	4,9

Tableau 36 : Uniformité des coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8 réels et modélisés, excités par un VCSEL multimode

VIII.C. Discussion

L'étude expérimentale des coupleurs $N \times N$ avec des sources dites multimodes transversales, aux longueurs d'onde proches de 1300 nm, a montré une forte disparité de leurs performances en termes de pertes d'insertion. Seul le cas du laser FP multimode à 1300 nm, utilisé pour implémenter un service d'échange de données avec le protocole PON issu du réseau d'accès, et émettant un faisceau suffisamment multimode, n'a pas perturbé le bon fonctionnement du coupleur. Les autres sources de type DFB et VCSEL, utilisées pour des liaisons à plus haut débit aux longueurs d'onde proche de 1300 nm, sont dimensionnées de façon à émettre un faisceau plus étroit que celui du laser FP, afin de minimiser les dispersions dans la fibre. Leur propriété n'est alors pas adaptée à notre application.

A 850 nm, la source optique, utilisée par le constructeur, garantit les meilleures performances du coupleur $N \times N$ en termes d'uniformité. Les mesures d'uniformité avec des VCSEL, certes multimodes mais émettant des faisceaux moins larges, fournissent logiquement des résultats moins avantageux. L'écart entre les résultats de ces deux mesures reste néanmoins faible.

Ces VCSEL, modulables à haut débit (jusqu'à 10 Gbit/s), à différentes longueurs d'onde autour de 850 nm, et qui peuvent être fabriquées à faible coût à l'échelle industrielle, permettent d'obtenir une uniformité correcte du coupleur $N \times N$ à base de fibre multimode, quelle que soit sa technologie de fabrication. L'utilisation de ces sources est alors fortement recommandée pour la conception de l'architecture ciblée dans cette étude.

Compte tenu du manque d'information rencontré lors de la création du modèle du coupleur, nous craignons que son comportement reflète peu celui d'un coupleur réel. Nous avons néanmoins pu noter une bonne concordance entre les différents résultats issus de la méthode matricielle proposée, des simulations et des expérimentations. Le modèle proposé du coupleur $N \times N$ ayant un comportement similaire au coupleur réel, nous avons alors proposé un modèle qui, soumis à des champs multimodes, est valide.

Les expérimentations n'ont pas montré qu'une des deux technologies de fabrication de coupleur $N \times N$ à base de fibre multimode (abrasion – collage ou fusion – étirage) se démarquait en termes de performances par rapport à l'autre. Pour une source testée, le comportement du coupleur 8×8 est presque le même quelle que soit la technologie de fabrication.

IX. Conclusion et perspectives

L'état de l'art réalisé nous a permis de proposer un modèle du coupleur étoile à base de fibre multimode. En raison de durées de simulation rédhibitoires avec le logiciel OptiBPM, le composant a été modélisé par ses matrices de transfert modal. Une méthode plus rapide, basée sur le calcul matriciel, a donc été proposée pour l'étude du système. Cette méthode a été vérifiée et validée par des expérimentations.

Dans un premier temps, le coupleur 2×2 , élément de base constituant les coupleurs $N \times N$, a été modélisé. Ce modèle de base permet ensuite de modéliser tout coupleur $N \times N$, quel que soit le nombre N de ports. Le cas du coupleur 8×8 a été étudié car ce composant était au centre de l'architecture implémentée dans l'étude du chapitre 3.

Des modèles de faisceau émis par différents types de source ont aussi été proposés d'après une étude bibliographique. L'étude a montré le type de faisceau nécessaire pour garantir le bon fonctionnement du coupleur étoile, c'est-à-dire favorisant une bonne uniformité de la puissance aux sorties. Le VCSEL multimode est la source disponible la plus adaptée. Dans la première fenêtre de longueurs d'onde télécoms, ce type de source n'est aujourd'hui disponible qu'aux longueurs d'onde 780, 850 et 910 nm. 850 nm reste tout de même la longueur d'onde la plus répandue et quasi la seule utilisée dans les systèmes disponibles. Le nombre de longueurs d'onde disponibles n'est pas suffisant pour réaliser un système WDM ni pour proposer une extension de la grille CWDM aux courtes longueurs d'onde proches de 850 nm. Des premières expérimentations, avec des prototypes de sources de type VCSEL, émettant dans la première fenêtre de longueurs d'onde télécoms, ont permis de confirmer le bon fonctionnement du coupleur $N \times N$ et la faisabilité d'une architecture en étoile passive multiformat dont le plan d'onde pourrait être proposé comme une extension de la grille CWDM.

En parallèle, dans l'attente de l'arrivée de ces sources sur le marché, des solutions ont été proposées et vérifiées pour améliorer l'uniformité du coupleur. Celles-ci permettent de modifier la répartition modale de l'énergie à l'entrée du coupleur. L'utilisation de la technique d'injection d'un faisceau étroit décalé par rapport au centre du cœur de la fibre, du brasseur de modes, ou encore de la combinaison de ces deux dispositifs, a montré des améliorations des performances en termes d'uniformité. Ces dispositifs avaient néanmoins montré, expérimentalement, des pertes additionnelles élevées.

Conclusion générale et perspectives

La fibre optique multimode a été proposée, dans cette thèse, comme le support de transmission pour constituer un réseau local domestique. Deux technologies de fibre multimode se sont révélées être des solutions pertinentes pour la sphère domestique : la fibre plastique et la fibre silice. Différentes architectures possibles pour un RLD ont été analysées et certaines proposées. Les spécificités de chaque association architecture – fibre ont été exposées et deux d’entre elles ont montré une pertinence nous conduisant à établir les deux axes d’étude de cette thèse. Le multiplexage en longueur d’onde (WDM) a été au cœur de l’étude de cette thèse pour montrer l’apport de la technique aux systèmes basés sur chacune des fibres.

Le premier axe d’étude était dédié au système WDM sur fibre plastique. L’étude a tout d’abord révélé le manque de composant adapté à cette technologie de fibre. Ensuite, la structure réalisée, à base de coupleur et de filtre, n’a pas montré de performances suffisantes. En effet, seulement 2×100 Mbit/s sur moins de 10 mètres ont pu être atteints. D’autres équipes de recherche dans le monde se sont heurtés au même problème. Quels que soient les composants utilisés pour réaliser la fonction de multiplexage (coupleur et filtre, réseau de diffraction ou prisme), les pertes d’insertion des composants sont trop élevées pour réaliser une liaison WDM sur FOP suffisamment performante.

Au cours de cette année 2012, le marché de la FOP verra apparaître des produits permettant d’établir des communications point à point entre deux équipements, à un débit de l’ordre du Gbit/s, avec une seule source optique, soit une seule longueur d’onde, sur plus de 50 mètres, voire même presque 100 mètres. Des publications scientifiques ont rapporté ces performances au cours de ces deux dernières années, des prototypes et des kits d’évaluation étaient ensuite

apparus. L'étude sur le WDM n'est alors plus justifiée pour accroître les performances d'une liaison point à point. L'intérêt porté à cette étude peut néanmoins rester pour la conception d'un système multiformat. Aujourd'hui, aucun composant ne permet de réaliser une architecture passive en fibre plastique plus évoluée que la topologie point à point. En effet, nous avons montré que les pertes d'insertion sont aujourd'hui le point bloquant principal dans la conception de systèmes à base de fibre plastique. Les études concernant cette technologie de fibre doivent alors se porter sur la conception de composants dédiés, en particulier coupleurs et filtres, et possédant des performances acceptables notamment en termes de pertes d'insertion pour établir des bilans de liaison équilibrés.

L'étude de la fibre multimode silice, objet du second axe d'étude, a débuté par des expérimentations. Un RLD multiservice a été implémenté sur une architecture en étoile passive. Ces expérimentations préliminaires ont mis en évidence une dégradation de l'uniformité de la puissance en sortie du coupleur $N \times N$ à base de fibre multimode lorsque des sources dédiées à la technologie monomode sont utilisées. La veille technologique n'a pas révélé, au cours de ce travail de thèse, la disponibilité de sources dédiées aux environnements WDM et multimode. L'étude s'est poursuivie par un travail théorique et de simulation pour comprendre les phénomènes physiques dévoilés par les expérimentations. Une modélisation du coupleur $N \times N$ a été effectuée par la création de ses matrices de transfert modal. Une méthode, basée sur le calcul matriciel, a également été proposée pour l'étude du comportement de ce composant central de l'architecture. Cette méthode s'est montrée être rapide, comparée aux simulations effectuées avec le logiciel OptiBPM dont les durées ont été rédhibitoires pour cette étude. Des modèles de différents types de faisceau émis par des sources réelles ont également été établis, grâce à une étude bibliographique. L'étude du comportement du système composé des modèles a permis d'établir que le faisceau émis par un VCSEL multimode est le plus adéquat pour le réseau proposé. Le nombre de longueurs d'onde disponibles pour les VCSEL reste néanmoins trop limité pour créer un réseau WDM multimode. Des prototypes de ces sources nous ont été confiés pour des validations expérimentales. Ceux-ci se sont montrés être en adéquation avec les spécifications de notre réseau. Dans l'attente de leur disponibilité sur le marché, d'autres solutions ont également été étudiées. Le brasseur de modes ou la technique de l'injection décalée ont montré leur influence sur la répartition modale de l'énergie et donc sur l'uniformité du coupleur.

Cependant, des expérimentations avaient montré que ces solutions apportent au système des pertes additionnelles importantes.

La méthode de calcul matriciel a montré sa rapidité d'exécution par rapport à un logiciel de simulation. Les résultats dépendent des matrices de transfert modal créées. Et celles-ci dépendent directement du modèle géométrique du coupleur de base 2×2 adopté. Nous avons montré, dans ce mémoire, les difficultés rencontrées lors de la phase de modélisation. Nous avons vérifié la validité du modèle du coupleur avec un modèle de faisceau d'une source réelle largement disponible sur le marché. Désormais, l'étude pourrait se porter sur les faisceaux émis par ce type de source aux différentes longueurs d'onde d'une grille autour de 850 nm proposée comme extension de la grille CWDM. Le modèle matriciel, ou la méthode de calcul matriciel, pourrait alors être complété en prenant en compte de multiples faisceaux incidents, à différentes longueurs d'onde, sur différents ports d'entrée du coupleur $N \times N$. Ce nouveau modèle permettrait ainsi d'étudier, très rapidement, le comportement d'un système complet multi-signaux WDM.

La méthode de calcul, basée sur la fonction de transfert matricielle proposée, présente, à elle seule, une issue intéressante à ce travail de thèse puisqu'elle pourrait être réemployée dans d'autres études, voire même intégrée dans des logiciels de simulation.

Les résultats exposés dans ce travail de thèse démontrent l'intérêt de poursuivre les études pour l'introduction de la fibre optique dans la maison. Le volet sur la fibre plastique met en évidence la nécessité de progresser particulièrement sur les composants et les fonctions liés au multiplexage. Mais son large diamètre risque de limiter très sévèrement le nombre de canaux multiplexés. L'étude de l'architecture en étoile passive CWDM sur fibre multimode silice sera poursuivie dans le cadre du projet collaboratif français RLDO, retenu dans le cadre de l'appel à projets FUI 12. Si ce travail de thèse a permis, par une approche originale, d'ouvrir une voie d'investigation et d'améliorer la compréhension des phénomènes rencontrés, de nombreux points restent à approfondir nécessitant la mise en œuvre de compétences et de moyens de laboratoires dépassant le périmètre de l'équipe d'accueil de France Télécom R&D.

Bibliographie

- [1] R. Gindera, et al., «Recent Developments in Polymer Optical Fiber (POF) Transceivers», *International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, 2007, Rome, Italie, Vol. 1, pp. 54-57.
- [2] J. Guillory, et al., «Multiservice Home Network based on Hybrid Electrical & Optical Multiplexing on a Low Cost Infrastructure», *Access Network and In-house Communications (ANIC)*, 2010, Karlsruhe, Allemagne.
- [3] Ph. Guignard, et al., «Home Network based on CWDM Broadcast and Select technology», *European Conference on Optical Communications (ECOC)*, 2007, Berlin, Allemagne.
- [4] «Present State-of-the-art of Plastic Optical Fiber (POF) - Components and Systems» Plastic Optical Fiber Trade Organization, 2004, white paper, www.pofto.com/downloads/WP-TIA-POFTO.pdf.
- [5] J. Masson, et al., «Toward Optical Home Networks», *European Conference on Optical Communications (ECOC)*, 2008, Bruxelles, Belgique.
- [6] A. Flatman, «Premises Optical Fiber Installed Base Analysis to 2010», 2007.
- [7] R. Chappell, «Multi-Mode Trends», présenté à TIA (*Telecommunications industry Association*), 2010, www.fols.org/fols_library/archived_webconferences/documents/FO_LS_Webinar_4_22_2010.pdf.
- [8] A.K. Agarwal, «Review of Optical Fiber Couplers», *Fiber and Integrated Optics*, Vol. 6, No. 1, pp. 27 – 53.
- [9] S. Bethuys, «Etude et réalisation de dispositifs à base de fibres multicoeurs», thèse de doctorat, CNET – ENSSAT, Lannion, 1998.
- [10] G. Georgiou, et al., «Low-Loss single-mode optical couplers», *IEE proceedings*, Vol. 132, Pt. J, No. 5, 1985, pp. 297-302.
- [11] S.C. Lee, et al., «Low-Cost and Robust 1-Gbit/s Plastic Optical Fiber Link Based on Light-Emitting Diode Technology», *Optical Fiber Communications (OFC/NFOEC)*, 2008, San Diego, USA.
- [12] Y. Tremblay, «Effets du bruit modal sur les performances d'un lien de communication numérique par fibres optiques», thèse de l'université d'Ottawa, Ontario, Canada, 1981.
- [13] P. Polishuk, «Plastic optical fibers branch out», *IEEE Communications Magazine*, 2006, Vol. 44, No. 9, pp. 140-148.
- [14] Ph. Guignard, et al., «A view on future architectures for optical home networking», *Network and Optical Communications (NOC)*, 2008, Krems, Autriche.
- [15] M.C. Hudson, et al., «The Star Coupler: A Unique Interconnection Component for Multimode Optical Waveguide Communications Systems», *Applied Optics*, 1974, Vol. 13 No. 1, pp. 2540-2545.
- [16] T. Ishigure, et Y. Koike, «Theoretical Understanding of POF», *Plastic Optical Fibres (POF)*, 2001, Modelling and characterization II, Bilbao, Espagne, pp.293 – 300.
- [17] Y. Koike, et M. Asai, «The future of plastic optical fiber», *NPG Asia Materials*, 2009, 1(1), pp. 22–28.
- [18] J. Zubia, et J. Arrue, «Plastic Optical Fibers: An Introduction to Their Technological Processes and Applications», *Optical Fiber Technology*, 2001, Vol. 7, pp. 101-140.
- [19] P. Polishuk, «Plastic optical fibers branch out», *IEEE Communications Magazine*, 2006, Vol. 44, No. 9, pp. 140-148.

- [20] U.H.P. Fischer, et al., «Wavelength Division Multiplex Instructional Lab System with Polymeric Fibers for use in Higher Education», *European Conference on Optical Communications (ECOC)*, 2006, Cannes, France.
- [21] «What are POF?», *POF Application Center*, 2005, University of Applied Sciences Georg-Simon-Ohm, Nürnberg, www.pofac.de/pofac/en/what_are_pof/index.php.
- [22] T. Ishigure, et al., «Formation of the Refractive Index Profile in the Graded Index Polymer Optical Fiber for Gigabit Data Transmission», *Journal of Lightwave Technology (JLT)*, 1997, Vol. 15, No. 11, pp. 2095-2100.
- [23] C.P. Tsekrekos, «Mode group diversity multiplexing in multimode fiber transmission systems», mémoire de thèse, université de Eindhoven, Hollande, 2008.
- [24] «POF newsletter: newsletter covering worldwide developments in the technology, market, and application of plastic optical fiber», *Plastic Optical Fiber Interest Group*, éditeur : Dr Paul Polishuk, jan.-fév. 2011.
- [25] «Present State-of-the-art of Plastic Optical Fiber (POF) - Components and Systems», *Plastic Optical Fiber Trade Organization (POFTO)*, white paper, 2004, www.pofto.com/downloads/WP-TIA-POFTO.pdf.
- [26] N. Evanno, et al., «POF solutions for Home Network», *Network and Optical Communications (NOC)*, Optical Cabling and Infrastructure, 2009, Valladolid, Espagne, pp. 25 – 30.
- [27] Mitsubishi Rayon Co., «Plastic Optical Fiber for Home Networks», 2008, www.homefibre.at/files/en/POF_Infosheet_CEDIA05_MRC06_b2.pdf.
- [28] S. Randel, et al., «Advanced Modulation Techniques for Polymer Optical Fiber Transmission», *European Conference on Optical Communications (ECOC)*, 2007, Berlin, Allemagne.
- [29] S.C. Lee, et al., «Low-Cost and Robust 1-Gbit/s Plastic Optical Fiber Link Based on Light-Emitting Diode Technology», *Optical Fiber Communications (OFC/NFOEC)*, 2008, San Diego, USA.
- [30] S.C. Lee, et al., «2 x 500 Mb/s Transmission over 25 m of Standard 1 mm Step-Index PMMA POF with Angular Mode Group Diversity Multiplexing», 2007, https://w3.tue.nl/fileadmin/ele/TTE/ECO/Files/Pubs_2006/Lee_POF_06.pdf.
- [31] B. Offenbeck, «Gbit/s-Transmission over POF - Results of the POF-ALL project», *European Conference on Optical Communications (ECOC)*, 2008, workshop 3, Bruxelles, Belgique.
- [32] J. Yang, et al., «Cost-Efficient WDM QAM Transmission of 100 Mbit/s over 100m 1mm Core Diameter Polymer Optical Fiber», *European Conference on Optical Communications (ECOC)*, 2008, Bruxelles, Belgique, Vol. 3, pp. 79-80.
- [33] B. Charbonnier, et al., «Capacity optimisation for optical links using DMT modulation, an application to POF», *European Conference on Optical Communications (ECOC)*, 2008, Bruxelles, Belgique, Vol. 3, pp. 221-222.
- [34] F. Breyer, et al., «PAM-4 Signalling for Gigabit Transmission over Standard Step-Index Plastic Optical Fibre using Light Emitting Diodes», *European Conference on Optical Communications (ECOC)*, 2008, Bruxelles, Belgique, Vol. 3, pp. 81-82.
- [35] M. Kagami, «Visible Optical Fiber Communication», *R&D Review of Toyota CRDL*, Vol. 40, No. 2, 2005, pp. 1-6, www.tytlabs.co.jp/english/review/rev402epdf/e402_001kagami.pdf.
- [36] R. Michalzik, «Four-Channel Coarse WDM 40 Gb/s Transmission of Short-Wavelength VCSEL Signals Over High-Bandwidth Silica Multimode Fiber», université de Ulm, Département d'optoélectronique, rapport annuel, 2000, pp. 53 – 58, www.opto.e-technik.uni-ulm.de/forschung/jahresbericht/2000/ar2000_ram.pdf.
- [37] M. Kagami, «Light-Induced Self-Written three-dimensional polymer optical waveguide for module fabrication and interconnection», *Optical Fiber Communications (OFC)*, 2007, Anaheim, California, USA, OThH4.

- [38] M. Kagami, «Optical Technologies for Car Application - Innovation of the optical waveguide device fabrication», *Nature Photonics Technology Conference*, 2007, Tokyo, Japon.
- [39] S. Kato, et al., «High Speed GaN-based Green LED for POF», *R&D Review of Toyota CRDL*, 2005, Vol. 40, No. 2, pp. 7-10,
www.tytlabs.co.jp/english/review/rev402epdf/e402_007kato.pdf.
- [40] www.pofac.de/atlas/company_files/7/d/POF_Demonstration_Appartement.pdf.
- [41] HarzOptics, «OPTOTEACH - Optics Teaching System for WDM-POF - HarzOptics GmbH» Datasheet 2008, www.harzoptics.de/optoteach_eng.htm.
- [42] U.H.P. Fischer, et al., «Applying the Principles of Augmented Learning to Photonics Laboratory Work», *Education and Training in Optics and Photonics (ETOP)*, 2007, Ottawa, Canada.
- [43] D. Lutz, et al., «Prism-Spectrometer as Demultiplexer for WDM over POF», *Plastic Optical Fibres (POF)*, 2007, Santa Clara, USA.
- [44] U.H.P. Fischer, et M. Haupt, «WDM over POF - The inexpensive way to break through the limitation of bandwidth of standard POF communication», 2007, www.harzoptics.de/wdm-over-pof.html.
- [45] M. Haupt, et U.H.P. Fischer, «Design and Development of a Mux/Demux Element for WDM over POF», *SPIE* 2007.
- [46] HarzOptics, «HarzOptics GmbH - 1mm POF 1:2 and 1:4 splitter/coupler», Datasheet 2008, www.harzoptics.de/entwicklungen_eng.htm.
- [47] A.A. Ehsan, «Metal-based 1x2 Plastic Optical Fiber (POF) splitter for video over POF system application», *Communications and Photonics Conference and Exhibition*, 2009, Asie, FA3.
- [48] W&T interfaces, «Manual, Plastic Fiber Optic Interfaces, Fiber Optic Cutting Tool», www.wut.de/pdf/e-810ww-ww-prus-013.pdf.
- [49] B. Lounsbury, «Polymer Optical Fiber for EtherNet/IP Networks», *ODVA Common Industrial Protocol (CIP) Networks*, 2009, Floride, USA.
- [50] T. Wipiejewski, et al., «Gigabits in the Home with Plugless Plastic Optical Fiber (POF) Interconnects », *Electronics System Integration Technology*, Greenwich, Angleterre, pp. 1263-1266.
- [51] J.D. Lambkin, «Advanced Emitters for Plastic Optical Fibre», *Plastic Optical Fibres (POF)*, 2002.
- [52] O. Ziemann, et J. Krauser, «The use of polymer optical fibers for in-house-networks, advantages of 520 nm LED transmission systems», *European Conference on Optical Communications (ECOC)*, 1998, Madrid, Espagne, Vol. 1, pp. 379-380.
- [53] T. Wipiejewski, et al., «Red VCSELs for POF Data Transmission and Optical Sensing Applications», *Electronic Components and Technology Conference*, 2007, pp. 717 – 721.
- [54] O. Ziemann, et al., «POF handbook: Optical Short Range Transmission Systems», Springer, 2008, ISBN 978-3-540-76628-5.
- [55] O. Ziemann, et L. Bartkiv, «POF-WDM, the Truth», *Plastic Optical Fibres (POF)*, 2011, Bilbao, Espagne.
- [56] Y. Watanabe et C. Tanaka, «Current status of perfluorinated GI-POF and 2.5 Gbps data transmission over it», *Optical Fiber Communications (OFC)*, 2003, Washington, USA, Vol.1, pp. 12-13.
- [57] S.R. Nuccio, et al., «Transmission of 40 Gb/s DPSK and OOK at 1.55 μm Through 100 m of Plastic Optical Fiber», *European Conference on Optical Communications (ECOC)*, 2008, Bruxelles, Belgique, Vol. 3, pp. 83-84.
- [58] R. Gindera, et al. , «Recent Developments in Polymer Optical Fiber (POF) Transceivers», *International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, 2007, Rome, Italie, Vol. 1, pp. 54-57.

- [59] Y. Tremblay, et al., «Modal-insensitive biconical-taper couplers», *Optics letters*, 1982 , Vol. 7, No. 10, pp. 506-508.
- [60] L.B. Aronson, et al., «Low-cost multimode WDM for local area networks up to 10 Gb/s», *IEEE Photonics Technology Letters*, 1998, Vol. 10, No. 10, pp. 1489-1491.
- [61] R. Michalzik, «Four-Channel Coarse WDM 40 Gb/s Transmission of Short-Wavelength VCSEL Signals Over High-Bandwidth Silica Multimode Fiber», université de Ulm, Département Opto-électronique, Rapport annuel 2000, pp. 53 - 58, www-opto.e-technik.uni-ulm.de/forschung/jahresbericht/2000/ar2000_ram.pdf.
- [62] J. Morikuni, et al., «System Simulation of Multiplexing Methods for Multimode Local Area Networks», *Optical Society of America*, 2005, p. NWF4.
- [63] C. Qian, «Impact study of multimode fibre taper in modal noise under restricted offset launch conditions», thèse de MSc., université de Kingston, Canada, 2007.
- [64] «Final report – Software development & experimental studies », université de technologie de Varsovie, contrat avec France Telecom R&D, 2007.
- [65] P.A. Bélanger, « Les fibres optiques : supplément d'électromagnétisme appliqué», université de Laval, Canada, pp. 125-147, 172-180. www-lemm.univ-lille1.fr/physique/fibres2/fibre.pdf.
- [66] Z. Jiang et J. R. Marcianite, «Precise Modal Decomposition in Multimode Optical Fibers by Maximizing the Sum of Modal Power Weights», *Frontiers in Optics*, 2008, p. FMD4.
- [67] M.K. Barnoski et H.R. Friedrich, «Fabrication of an access coupler with single-strand multimode fiber waveguides», *Applied Optics*, 1976, Vol. 15, No. 11, pp.2629-2630.
- [68] R. Ghosh, «Modélisation de coupleurs directionnels 2x2 fusionnés asymétriques en fibre optique», mémoire de maîtrise ès sciences appliquées, université de Montréal.
- [69] J. Bures, et al., «Analyse d'un coupleur bidirectionnel à fibres optiques monomodes fusionnées», *Applied Optics*, 1983, Vol. 22, pp. 1918-1922.
- [70] G.Z. Wang, et al., «Effect of external index of refraction on multimode fiber couplers», *Applied Optics*, 1995, Vol. 34, No. 36, pp. 8289-8293.
- [71] Y. Tsujimoto et al., «Fabrication of low-loss 3dB couplers with multimode optical fibres», *Electronics letters*, 1978, Vol. 14, No. 5, pp. 157-158.
- [72] C. Yeh et al., «Multimode inhomogeneous fiber couplers», *Applied Optics*, 1979, Vol. 18, pp. 489-495.
- [73] K. Ogawa, «Simplified Theory of the Multimode Fiber Coupler», *The Bell System Technical Journal*, Vol. 56, No. 51977, pp. 729-745.
- [74] A.A.A. El-Fadl, et al., «Study of the coupling performance of multimode optical fiber coupler», *16th National Radio Science Conference*, 1999, Egypte.
- [75] P.D. McIntyre et A.W. Snyder, «Power transfer between non parallel and tapered optical fibers», *Journal of Optical Society of America (JOSA)*, 1974, Vol. 64, No. 3, pp. 285-288.
- [76] J. Siuzdak, et al., «A 2 and 3 channel mode group diversity multiplexing transmission over graded and step index multimode fibers», *European Conference on Optical Communications (ECOC)*, 2008, Bruxelles, Belgique, Vol. 3, pp. 223-224.
- [77] J.D. Love et A. Ankiewicz, «Modal Cutoffs in Single- and few-mode fiber couplers», *Journal of Lightwave technology (JLT)*, 1985, Vol. LT-3, No. 1, pp. 100-110.
- [78] W. K. Kahn et S. A. Saleh, «Application of the coupled-mode theory to a specialized graded-index optical fiber coupler», *Applied Optics*, 1992, Vol. 31, No. 15, pp. 2780-2790.
- [79] K. Ogawa et A.R. McCormick, «Multimode Fiber Coupler», *Applied Optics*, 1978, Vol.17, No.13, pp. 2077-2079.
- [80] O. Parriaux, et al., «Distributed coupling on polished single-mode optical fibers», *Applied Optics*, 1981, Vol. 20, No. 14, pp. 2420-2423.
- [81] G. Stepniak, et al., «Bandwidth analysis of multimode fiber passive optical networks (PONs)», *Optica Applicata*, 2009, Vol. XXXIX, No. 2, p. 233-239.

- [82] F.L. Malavieille, « Optical fiber coupler-distributer, and method of manufacture », brevet américain US4720161, 1998.
- [83] W.K. Kahn et S.A. Saleh, « Application of the coupled-mode theory to a specialized graded-index optical fiber coupler », *Applied Optics*, 1992, Vol. 31, No. 15, pp. 2780-2790.
- [84] A.W. Snyder et J.D. Love, « Optical Waveguide Theory », publié par *Chapman and Hall Ltd*, 1983, ISBN 0412099500, Chapitre 20, pp.420-441.
- [85] R. Borghi et M. Santarsiero, « Modal decomposition of partially coherent flat-topped beams produced by multimode lasers », *Optical Letters*, 1998, Vol. 23, No. 5, pp. 313-315.
- [86] R. Borghi et M. Santarsiero, « Modal structure analysis for a class of axially symmetric flat-topped laser beams », *Journal of Quantum Electronics*, 1999, Vol. 35, No. 5, pp.745-750.
- [87] W.M. Henry et J.D. Love, « Asymmetric multimode Y-junction splitters », *Journal of Optical and Quantum Electronics*, 1997, Vol. 29, No. 3, pp. 379-392.
- [88] B. de Crémoux, « Les diodes laser : des principes aux développements récents », cours rédigé, pp.331, www.bibsciences.org/bibsup/opt-coll/pub/4/pdf/l1t4p323_II.pdf.
- [89] J.L. Guttman et J.M. Fleischer, « Characterization of the Near-Field Profile of Semiconductor Lasers and the Spot Size of Tightly Focused Laser Beams from Far-Field Measurements », *Laser Beam and Optics Characterization (7th Intern. Workshop)*, 2002.
- [90] V. Morozov, et al., « Analysis of vertical-cavity surface-emitting laser multimode behavior », *IEEE Journal of Quantum Electronics*, 1997, Vol. 33, No. 6, pp. 980-988.
- [91] C. Langrock et J.X. Zhang, « Laser-to-Fiber Coupling », université de Stanford, 2001.
- [92] P. Darbon et E. Grard, « Procédé pour limiter les pertes par couplage entre une fibre optique monomode et un système optique de diamètre de mode inférieur ou entre deux fibres optiques monomodes de même diamètre de mode », brevet européen EP0534819B1, 1993.
- [93] M.K. Barnoski et H.R. Friedrich, « Fabrication of an access coupler with single-strand multimode fiber waveguides », *Applied Optics*, 1976, Vol. 15, No. 11, pp. 2629-2630.
- [94] J. Tatum, et al., « High Speed Characteristics of VCSELs », *proceedings of SPIE*, 1997, Vol. 3004, pp.151-159.
- [95] K. Knopp, et al., « Spatio-spectral mapping of multimode vertical cavity surface emitting lasers », *Journal of Lightwave Technology (JLT)*, 1999, Vol. 17, p. 1429-1435.
- [96] L.G. Zei, et al., « Noise performance of multimode VCSELs », *Journal of Lightwave Technology (JLT)*, 2001, Vol. 19, No. 6, pp. 884-892.
- [97] J. Hamm, « Spatio-Temporal and Polarisation Dynamics of Semiconductor Microcavity Lasers », faculté de mathématiques et de physique de l'université de Stuttgart, 2004.
- [98] P. Pepeljugoski, et al., « Modeling and simulation of next-generation multimode fiber links », *Journal of Lightwave Technology (JLT)*, 2003, Vol. 21, pp. 1242-1255.
- [99] K.S. Ly, et al., « Modeling and characterization of VCSEL-based Avionics Full Duplex Ethernet (AFDX) gigabit links », *SPIE*, 2008, Vol. 6908.
- [100] A. Gholami, et al., « Modélisation multi-technologique de modules optoélectroniques VCSEL pour communications courte distance et haut débit », Journées Nationales de l'Optique Guidée (JNOG), 2004.
- [101] M. Jungo, et al., « 2-D VCSEL model for investigation of dynamic fiber coupling and spatially filtered noise », *Photonics Technology Letters*, 2003, Vol. 15, No. 1, pp. 3-5.
- [102] « Fibres optiques – Partie 1-41, méthodes de mesure et procédures d'essai – Largeur de bande », norme NF EN 60793-1-41, avril 2011.
- [103] « Measurement of Bandwidth on Multimode Fiber », norme ANSI/TIA/EIA-455-204-2000.
- [104] Corning, « A Simple Guide to Multimode Fibre, Sources, Measurements & Standards », www.corning.com/WorkArea/downloadasset.aspx?id=7653.

- [105] «Fibre-optic communication subsystem test procedures - Part 4-1: Installed cable plant - Multimode attenuation measurement», norme IEC 61280-4-1.
- [106] M. Treheux, et al., «La théorie du filtrage appliquée aux fibres optiques multimodes», *Annales des télécommunications*, 1974, Vol. 29, pp. 209-218.
- [107] K. Kawano, et al., «New calculations for coupling laser diode to multimode fiber», *Journal of Lightwave Technology* (JLT), 1986, Vol. 4, pp. 368-374.
- [108] J. Heinrich, et al., «Butt-coupling efficiency of VCSELs into multimode fibers», *Photonics Technology Letters*, 1997, Vol. 9, pp. 1555-1557.
- [109] S. Das et S. Pal, «A simple silica-on-silicon technology-compatible design of 1×8 optical splitter based on field matching Y-branch with S-bend sine taper and arc waveguide», *Optical Society of India*, 2009, Vol. 38, No. 3, pp. 177-190.
- [110] C.P. Tsekrekos, «Mode group diversity multiplexing in multimode fiber transmission systems», mémoire de thèse, 2008, université de Eindhoven, Hollande.
- [111] Norme TIA/EIA-455-54B.
- [112] Norme ISO/IEC TR14763-3.

Liste des figures

Figure 1 : Le réseau domestique actuel et le RLD de demain.....	7
Figure 2 : Schéma du principe du multiplexage en longueur d'onde (WDM).....	11
Figure 3 : Longueurs cumulées (en millions de mètres) des fibres installées dans les immeubles, aux USA [6]	14
Figure 4 : Longueur totale ($\times 10^6$ mètres) du médium déployé dans les réseaux de stockage de données ou <i>data centres</i> (SAN), basés sur l'Ethernet 40 et 100 Gbit/s [7].....	14
Figure 5 : Atténuation des fibres multimodes	15
Figure 6 : Schéma du coupleur 2×2 à abrasion – collage et coupe transversale au col du coupleur [8]	17
Figure 7 : Schéma du coupleur 2×2 à fusion – étirage [8]	18
Figure 8 : Coupleur N×N fabriqué à partir de N fibres [8]	20
Figure 9 : Coupleur N×N fabriqué à partir de la mise en cascade de coupleurs 2×2.....	20
Figure 10 : Schéma du principe du filtre de type OADM à base de réseau de Bragg.....	23
Figure 11 : Types de sources utilisés avec les fibres multimodes.....	24
Figure 12 : Réponse spectrale de matériaux utilisés pour les photodiodes	29
Figure 13 : Architecture étoile active monoformat	30
Figure 14 : Architecture étoile active multiformat.....	31
Figure 15 : Comparaison des pertes de systèmes en T et en étoile [15].....	33
Figure 16 : Infrastructure optique en étoile passive	34
Figure 17 : Module CWDM placé près de la prise optique.....	34
Figure 18 : Structure et implémentation de la liaison point à point unidirectionnelle	35
Figure 19 : Structure et implémentation de la liaison point à point bidirectionnelle	36
Figure 20 : Structure et implémentation de la liaison en anneau	36
Figure 21 : Structure et implémentation de la liaison point à multipoint unidirectionnelle.....	37
Figure 22 : Structure et implémentation de la liaison point à multipoint bidirectionnelle.....	37
Figure 23 : Structure et implémentation de la liaison multipoint à multipoint	38
Figure 24 : Architecture « <i>PON – like</i> ».....	41
Figure 25 : Architecture « <i>LAN – like</i> »	43
Figure 26 : Architecture en étoile passive multiformat « <i>Broadcast & Select CWDM</i> ».....	45
Figure 27 : Configuration expérimentale de référence pour les mesures de perte	56
Figure 28 : Atténuation des fibres en PMMA	58
Figure 29 : Marché international de la FOP en millions de dollars (M\$) [19][24]	59
Figure 30 : Caractéristique débit / distance de quelques principaux réseaux [19]	64
Figure 31 : Liaison bidirectionnelle (gauche) et composant de multiplexage (droite) réalisés par Toyota [19][37][38].....	64
Figure 32 : Schéma de la liaison WDM sur FOP étudiée	66
Figure 33 : Coupleurs 1×2 (gauche) et 1×4 (droite) de la société HarzOptics.....	67
Figure 34 : Photographies des coupleurs 1×2 de marque Ratioplast (gauche) et Toslink (droite).....	68
Figure 35 : Schéma du coupleur 1×2	69
Figure 36 : Réponses spectrales des filtres colorés en plastique de marque Eurolite (en haut à gauche), Roscolux (en haut à droite), Edmund Optics (en bas à gauche) et Kodak (en bas à droite)	71
Figure 37 : Outils dédiés pour couper et dénuder la fibre plastique PMMA à gros cœur.....	73
Figure 38 : Outil de coupe [49]	74

Figure 39 : Coupes transversales de fibres plastiques coupées avec un simple couteau (gauche) et avec la « guillotine » (droite) [49]	74
Figure 40 : Pertes d'insertion des manchons.....	75
Figure 41 : Etat de surface du cœur après un polissage avec un papier à gros grain (gauche) et à petit grain (droite) [49]	77
Figure 42 : Système de connexion des produits Diemount	79
Figure 43 : Système de connexion des produits Firecomms : connecteur Optolock	79
Figure 44 : Photographies des connecteurs F-ST, F-SMA et F-SC (de gauche à droite)	80
Figure 45 : Connecteur F-05 de Ratioplast (gauche) et connexion complète Ratioplast avec raccord.....	81
Figure 46 : Schéma expérimental pour la caractérisation du connecteur F-05	82
Figure 47 : Pertes d'insertion d'une connexion à base de connecteurs F-05 et d'un raccord dédié	82
Figure 48 : Photographie de DEL avec <i>pigtail</i> commercialisées par la société Diemount	84
Figure 49 : Caractéristiques U, P, λ et $\Delta\lambda$ des DEL (Diemount) en fonction du courant I de polarisation.....	85
Figure 50 : Convertisseur Fast Ethernet pour fibre plastique, de marque Diemount, émettant aux longueurs d'onde bleue (gauche) et rouge (droite).....	86
Figure 51 : Spectres des sources Diemount	86
Figure 52 : Spectre des DEL du produit Optoteach	87
Figure 53 : Des modules SFP 100 Mbit/s mono-fibre de marque Diemount (gauche) et bi-fibre de marque Infineon (droite).....	87
Figure 54 : Schéma de la liaison WDM à deux canaux sur fibre plastique PMMA	89
Figure 55 : prototype de multiplexeur – démultiplexeur à base de prisme [44]	92
Figure 56 : Atténuation des fibres multimodes silice et plastique PF	94
Figure 57 : Structure du réseau étoile.....	99
Figure 58 : Application PON	101
Figure 59 : Equipements pour l'application PON	102
Figure 60 : Application LAN	103
Figure 61 : Application Gbit-Ethernet.....	104
Figure 62 : Application vidéo SDI	105
Figure 63 : Application TV	105
Figure 64 : Le RLD implémenté, basé sur le coupleur étoile et la fibre multimode.....	106
Figure 65 : Longueurs d'onde des sources des SFP PON multimodes fournis par Optoway	108
Figure 66 : Plan d'onde des services implémentés.....	108
Figure 67 : Transmission des filtres de type OADM, centrés sur les longueurs d'onde 1271 (a), 1291 (b), 1311 (c), 1331 (d) et 1511 nm (e)	109
Figure 68 : Pertes d'insertion du coupleur 8×8 à 850 nm (gauche) et à 1300 nm (droite) avec une source multimode	110
Figure 69 : Pertes d'insertion du coupleur 8×8 à 1310 nm avec une source hautement multimode (gauche) et monomode de type DFB (droite)	111
Figure 70 : Pertes d'insertion du coupleur 8×8 à 1270 nm avec une source monomode (gauche) et une source monomode suivie d'un dispositif d'adaptation de faisceau (droite) .	112
Figure 71 : Pertes d'insertion du coupleur 8×8 avec une source monomode à 1330 nm (gauche) et à 1350 nm (droite)	113
Figure 72 : Pertes d'insertion du coupleur 8×8 avec un DFB « multimode » à 1370 nm (droite).....	113
Figure 73 : Pertes d'insertion du coupleur 8×8 à 1510 nm avec une source blanche hautement multimode (gauche) et DFB monomode (droite).....	114
Figure 74 : Indices effectifs des modes à 850 nm	128

Figure 75 : Champs incident (gauche) et résultant d'un tronçon de fibre (droite).....	133
Figure 76 : Simulation BPM – propagation dans un tronçon de fibre	133
Figure 77 : Champ gaussien initial (gauche) et champ reconstitué après décomposition modale (droite).....	135
Figure 78 : Champ uniforme initial (gauche) et champ reconstitué après décomposition modale (droite).....	135
Figure 79 : Photo du coupleur 2×2 à fusion – étirage	137
Figure 80 : Caractéristiques géométriques du coupleur 2×2 à fusion – étirage	138
Figure 81 : Un modèle géométrique de coupleur 2×2 à abrasion – collage [64] [81].....	143
Figure 82 : Etape 1 : Enroulage de la fibre à polir autour d'un mandrin	143
Figure 83 : Etape 2.1 : Positionner le mandrin, supportant la fibre à polir, sur une surface tournante et polissante	143
Figure 84 : Etape 2.2 : Une nappe de fibres polies est obtenue	143
Figure 85 : Etape 3 : Rapprochement des fibres polies.....	143
Figure 86 : Profil d'indice de la fibre du bras T (b), du bras C (c) et du coupleur (a) [78] ...	145
Figure 87 : Modèle du coupleur 2×2 à abrasion – collage avec le logiciel OptiBPM	146
Figure 88 : Représentations graphiques du champ multimode en 2D (a) et en 3D (b) ($N = 7$ et $w_0 = 7,5$ mm) [85][86].....	147
Figure 89 : Représentations 2D (coupes $X=0$, $Y=0$ et $Z=0$) et 3D du champ uniforme	148
Figure 90 : Coefficients normalisés, associés aux modes n , issus de la décomposition modale du champ multimode défini par l'équation [4.31].....	148
Figure 91 : Durée de simulation du modèle du coupleur 2×2.....	149
Figure 92 : Pertes d'insertion des bras T (gauche) et C (droite), fonction du maillage longitudinal.....	150
Figure 93 : Pertes d'insertion des bras T (gauche) et C (droite), fonction du maillage transversal.....	150
Figure 94 : Performances du modèle de coupleur 2×2, en fonction de sa longueur	151
Figure 95 : Nouveau modèle du coupleur 2×2.....	152
Figure 96 : Comportement modal du modèle : pertes d'insertion des bras T et C à 850 (haut) et 1300 nm (bas).....	153
Figure 97 : Comportement modal du modèle : pertes en excès et uniformité à 850 (haut) et 1300 nm (bas).....	154
Figure 98 : Matrice des modules des coefficients d'amplitude complexe modale du bras T (gauche) et C (droite) à 850 (haut) et 1300 nm (bas)	156
Figure 99 : Matrice des phases des coefficients d'amplitude complexe modale du bras T (gauche) et C (droite) à 850 (haut) et 1300 nm (bas)	157
Figure 100 : Ecart de puissance pour les bras T et C entre simulation et calcul matriciel, à 1300 nm.....	158
Figure 101 : Représentation 2D et 3D d'un champ gaussien	160
Figure 102 : Profil transversal du mode gaussien fondamental se propageant suivant l'axe optique z	161
Figure 103 : Divergence d'un faisceau gaussien calculée (gauche) et représentation graphique de la divergence du faisceau émis par la tranche d'un laser à semi-conducteur [88] (droite).....	162
Figure 104 : Profil d'intensité transversal d'une source laser FP [91]	163
Figure 105 : Profil annulaire du faisceau émis par un VCSEL multimode transversal [100]	166
Figure 106 : Profil d'intensité gaussien et annulaire mesurés [89], émis par un VCSEL multimode, en champ proche (à gauche) et en champ lointain (à droite)	166
Figure 107 : profils d'intensité gaussien et annulaire émis par un VCSEL multimode.....	167
Figure 108 : Mode d'éclairage de la MMF par une DEL	168
Figure 109 : Mode d'éclairage de la MMF par un VCSEL	168

Figure 110 : Décomposition modale pour les injections de type OFL et RML [64]	171
Figure 112 : Décomposition modale d'un champ uniforme, pour différents rayons, à 1300 nm	172
Figure 111 : Représentation 2D et 3D du champ uniforme	172
Figure 114 : Décomposition modale d'un champ gaussien à base circulaire, pour différents rayons à mi-hauteur, à 850 nm	173
Figure 113 : Représentation 2D et 3D du champ gaussien à base circulaire	173
Figure 116 : Décomposition modale d'un champ gaussien, à base elliptique, pour différents rayons à mi-hauteur suivant l'axe transversal X, et $Y = 3X$, à 1300 nm	174
Figure 115 : Représentation 2D et 3D du champ gaussien à base elliptique	174
Figure 118 : Décomposition modale d'un champ annulaire, pour différents rayons extérieurs, à 1300 nm	175
Figure 117 : Représentation 2D et 3D du champ annulaire	175
Figure 119 : Algorithme de calcul du programme implémenté	177
Figure 120 : Pertes d'insertion du coupleur 2×2 , pour des champs d'entrée gaussiens, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)	178
Figure 121 : Pertes en excès du coupleur 2×2 , pour des champs d'entrée gaussiens, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)	178
Figure 122 : Uniformité de la puissance en sortie du coupleur 2×2 , pour des champs d'entrée gaussiens, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)	178
Figure 123 : Comportement du modèle de coupleur 2×2 , face à un champ gaussien à 850 nm	179
Figure 124 : Pertes d'insertion du coupleur 2×2 , pour des champs d'entrée gaussiens, à base elliptique, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents $X = Y/3$, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)	180
Figure 125 : Pertes en excès du coupleur 2×2 , pour des champs d'entrée gaussiens, à base elliptique, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents $X = Y/3$, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)	180
Figure 126 : Uniformité de la puissance en sortie du coupleur 2×2 , pour des champs d'entrée gaussiens à base elliptique centrés sur le cœur de la MMF, de rayons à mi-hauteur différents $X = Y/3$ à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)	180
Figure 127 : Pertes d'insertion du coupleur 2×2 , pour des champs d'entrée gaussiens, à base elliptique, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents $Y = X/3$, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)	181
Figure 128 : Pertes en excès du coupleur 2×2 , pour des champs d'entrée gaussiens, à base elliptique, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents $Y = X/3$, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)	181
Figure 129 : Uniformité de la puissance en sortie du coupleur 2×2 , pour des champs d'entrée gaussiens, à base elliptique centrés sur le cœur de la MMF, de rayons à mi-hauteur différents $Y = X/3$ à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)	181
Figure 130 : Pertes d'insertion du coupleur 2×2 , pour des champs d'entrée annulaires, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)	182
Figure 131 : Pertes en excès du coupleur 2×2 , pour des champs d'entrée annulaires, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)	182

Figure 132 : Uniformité de la puissance en sortie du coupleur 2×2, pour des champs d'entrée annulaires, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite).....	182
Figure 133 : Schéma de coupleurs 4×4 et 8×8 : une cascade de coupleurs 2×2	184
Figure 134 : Ecart de puissance pour les différents chemins des coupleurs 4×4 (gauche) et 8×8 (droite) entre simulations et calcul matriciel, à 1300 nm.....	187
Figure 135 : Pertes d'insertion du coupleur 4×4, pour des champs d'entrée gaussiens, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite).....	188
Figure 136 : Pertes d'insertion du coupleur 8×8, pour des champs d'entrée gaussiens, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite).....	188
Figure 137 : Pertes en excès des coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8, pour des champs d'entrée gaussiens, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite).....	189
Figure 138 : Uniformité de la puissance en sortie des coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8, pour des champs d'entrée gaussiens, centrés sur le cœur de la MMF et de rayons à mi-hauteur différents, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite).....	189
Figure 139 : Premier modèle du coupleur 2×2.....	191
Figure 140 : Second modèle du coupleur 2×2.....	191
Figure 141 : Performances du modèle de coupleur N×N soumis à un faisceau issu d'une DEL	193
Figure 142 : Module des amplitudes modales complexes du champ gaussien de rayon à mi-hauteur 25 μm.....	193
Figure 143 : Module des amplitudes complexes des champs dans le coupleur 8×8, pour un champ incident gaussien large.....	194
Figure 145 : Performances du modèle de coupleur N×N soumis à un faisceau issu d'une fibre SMF	196
Figure 144 : Module des amplitudes modales complexes du champ gaussien très proche du profil du champ issu d'une fibre SMF	196
Figure 146 : Module des amplitudes complexes des champs dans le coupleur 8×8, pour un champ incident gaussien étroit	197
Figure 147 : Logarithme du rapport des modules des amplitudes modales complexes entre les champs issus des bras T et C	198
Figure 148 : Logarithme du rapport des modules des amplitudes modales complexes entre les champs issus des bras TT et TC, CT et CC.....	198
Figure 149 : Logarithme du rapport des modules des amplitudes modales complexes entre les champs issus de tous les chemins du coupleur 8×8	198
Figure 151 : Performances du modèle de coupleur N×N soumis à un faisceau issu d'un VCSEL	199
Figure 150 : Module des amplitudes modales complexes du champ annulaire	199
Figure 152 : Module des amplitudes complexes des champs dans le coupleur N×N, pour un champ incident annulaire.....	200
Figure 153 : Décomposition modale de faisceaux gaussiens de diamètre 10 μm à 1/e, avec différents <i>offsets</i> , à 850 nm, dans une fibre de 50 μm de diamètre de cœur	205
Figure 154 : Pertes d'insertion du coupleur 2×2, pour des champs d'entrée gaussiens issus d'une fibre SMF et avec différents <i>offsets</i> par rapport au centre du cœur de la MMF, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite).....	205

Figure 155 : Uniformité de la puissance en sortie des coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8, pour des champs d'entrée gaussiens issus d'une fibre SMF et avec différents <i>offsets</i> par rapport au centre du cœur de la MMF, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)	205
Figure 156 : Module des amplitudes modales complexes du champ gaussien à base elliptique (X = 2 ; Y = 6), polarisé rectilignement suivant l'axe des Y	206
Figure 157 : Injection, avec différents <i>offsets</i> , par un faisceau gaussien à base elliptique (X = 2 ; Y = 6) à 850 nm	207
Figure 158 : Pertes d'insertion du coupleur 2×2, pour un champ d'entrée gaussien à base elliptique (X = 2 ; Y = 6), avec différents <i>offsets</i> par rapport au cœur de la MMF et suivant l'axe X, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)	207
Figure 159 : Uniformité de la puissance en sortie des coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8, pour un champ d'entrée gaussien à base elliptique (X = 2 ; Y = 6) avec différents <i>offsets</i> par rapport au cœur de la MMF à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)	207
Figure 160 : Injection, avec différents <i>offsets</i> , par un faisceau gaussien à base elliptique (X = 6 ; Y = 2) à 850 nm	208
Figure 161 : Pertes d'insertion du coupleur 2×2, pour un champ d'entrée gaussien à base elliptique (X = 6 ; Y = 2), avec différents <i>offsets</i> suivant X par rapport au cœur de la MMF, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)	208
Figure 162 : Uniformité de la puissance en sortie des coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8, pour un champ d'entrée gaussien à base elliptique (X = 6 ; Y = 2) avec différents <i>offsets</i> par rapport au cœur de la MMF, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)	208
Figure 163 : Modèle du brasseur de modes	211
Figure 164 : Pertes en excès des coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8, pour un champ d'entrée, excitant uniformément tous les modes, propagé dans le brasseur de modes, et pour des amplitudes de contraintes différentes, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)	212
Figure 165 : Uniformité de la puissance en sortie des coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8, pour un champ d'entrée, excitant uniformément tous les modes, propagé dans le brasseur de modes, et pour des amplitudes de contraintes différentes, à 850 (gauche) et 1300 nm (droite)	212
Figure 166 : Pertes en excès du coupleur 2×2, 4×4 et 8×8, pour un champ d'entrée gaussien propagé dans le brasseur de modes, et pour des amplitudes de contraintes différentes, à 850 (haut) et 1300 nm (bas)	213
Figure 167 : Uniformité du coupleur 2×2, 4×4 et 8×8, pour un champ d'entrée gaussien propagé dans le brasseur de modes, et pour des amplitudes de contraintes différentes, à 850 (haut) et 1300 nm (bas)	213
Figure 168 : Pertes en excès des coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8, pour un champ issu d'une fibre SMF, injecté avec <i>offset</i> dans le brasseur de modes puis propagé dans le coupleur, à 850 nm	214
Figure 169 : Uniformité de la puissance en sortie des coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8, pour un champ issu d'une fibre SMF, injecté avec <i>offset</i> dans le brasseur de modes puis propagé dans le coupleur, à 850 nm	215
Figure 170 : Uniformité des coupleurs N×N face à un VCSEL à 1310 nm, en fonction du courant de polarisation	219
Figure 171 : Plan d'onde à 1310/1510 nm (gauche) et à 850 nm (droite)	221

Liste des tableaux

Tableau 1 : Comparaison des différents types de fibres éligibles pour le RLD.....	13
Tableau 2 : Exemples de prix (hors taxe) en euros de différents types de coupleurs N×N, à base de fibre multimode silice 50/125 µm, avec connecteurs de type SC/PC	19
Tableau 3 : Exemples de pertes typiques de coupleurs.....	21
Tableau 4 : Eléments des sources optiques pour systèmes à fibre optique [13]	28
Tableau 5 : Combinaisons architectures – technologies de fibres.....	49
Tableau 6 : Profils d'indice de fibres en PMMA [21]	55
Tableau 7 : Standard IEC : caractéristiques de la fibre PMMA à saut d'indice.....	55
Tableau 8 : Atténuation de 50 mètres de fibre en PMMA	58
Tableau 9 : Différents médias en concurrence dans le réseau local domestique [27].....	60
Tableau 10 : Quelques performances obtenues avec la fibre PMMA	62
Tableau 11 : Budget optique et marge du système WDM de Toyota	65
Tableau 12 : Spécifications des coupleurs 1×2 et 1×4 fournies par HarzOptics.....	68
Tableau 13 : Pertes d'insertion (dB) des coupleurs 1×2 en fibre PMMA.....	69
Tableau 14 : Filtres colorés en plastique	70
Tableau 15 : Pertes d'insertion (dB) des filtres face à des DEL bleue et rouge	72
Tableau 16 : Taux d'isolation (dB) des filtres face à des DEL bleue et rouge	72
Tableau 17 : Pertes d'insertion moyennes des manchons	75
Tableau 18 : Réduction (dB) des pertes d'insertion grâce à l'utilisation de colle dans des connexions bout-à-bout	77
Tableau 19 : Réduction (dB) des pertes d'insertion d'une extrémité de fibre polie	78
Tableau 20 : Caractéristiques des DEL (Diemount) couplées à un cordon en PMMA 1mm ..	84
Tableau 21 : Caractéristiques des émetteurs-récepteurs Diemount.....	86
Tableau 22 : Caractéristiques des DEL du produit Optoteach	87
Tableau 23 : pertes d'insertion moyennes des éléments de l'infrastructure.....	89
Tableau 24 : Standards IEC pour la fibre PF.....	93
Tableau 25 : Spécifications des fibres GigaPOF-62LD et -120LD commercialisées par Chromis FiberOptics	94
Tableau 26 : Performances obtenues avec la fibre PF.....	95
Tableau 27 : Uniformité du coupleur 8×8 à base de fibre multimode en fonction des différentes sources.....	115
Tableau 28 : Bilans de liaison des différents services.....	117
Tableau 29 : Uniformité du coupleur 8×8 avec et sans fibre à conditionnement de modes (FCM).....	118
Tableau 30 : Uniformité du coupleur 8×8 avec fibre à conditionnement de modes et brasseur de modes.....	119
Tableau 31 : Paramètres opto-géométriques du modèle de la fibre multimode.....	127
Tableau 32 : Exemples de nombre de modes dans des fibres multimodes à saut et à gradient d'indice.....	127
Tableau 33 : Paramètres géométriques du modèle de coupleur 2×2 [64][81]	143
Tableau 34 : Uniformité des coupleurs N×N face à un DFB « multimode » à 1370 nm	217
Tableau 35 : Uniformité des coupleurs N×N face à un VCSEL à 1300 nm, en fonction du courant de polarisation	219
Tableau 36 : Uniformité des coupleurs 2×2, 4×4 et 8×8 réels et modélisés, excités par un VCSEL multimode.....	222

Tableau 37 : 93 modes LP du modèle de la fibre multimode à 850 nm.....	251
Tableau 38 : 42 modes LP du modèle de la fibre multimode à 1300 nm.....	252

Liste des abréviations

A	AC	abrasion – collage
	AlGaAs	arséniure de gallium-aluminium
	AlInGaP	phosphure de gallium-indium-aluminium
	ALPHA	architecture for flexible photonic home and access networks
	AMGDM	<i>angular mode group diversity multiplexing</i>
	AMSCM	<i>amplitude modulated-subcarrier multiplexing</i>
	ASHA	<i>advanced studies on home and access networks</i>
B	B & S	<i>broadcast & select</i>
	BPM	<i>beam propagation method</i>
C	CATV	<i>cable television</i>
	CM	convertisseur de média
	CPL	courants porteurs en ligne
	CSMA/CD	<i>carrier sense multiple access / collision detection</i>
	CWDM	<i>coarse WDM</i>
	CYTOP	<i>cyclic transparent optical polymer</i>
D	DEL	diodes électroluminescentes
	DEMUX	démultiplexeur
	DFB	<i>distributed feedback</i>
	DIY	<i>do-it-yourself</i>
	DL	diode laser
	DMT	<i>discrete multitone</i>
	DPSK	<i>differential phase shift keying</i>
	DSI	double saut d'indice
	DSML	<i>dynamic single mode semiconductor Laser</i>
	DVI	<i>digital visual interface</i>
	DWDM	<i>dense WDM</i>
E	EF	<i>encircled flux</i>
	E/O	électro-optique
	EH	électro-magnétique
F	FCM	fibres à conditionnement de modes
	FDTD	<i>finite-difference time-domain</i>
	FE	fusion – étirage
	FFT	<i>fast Fourier transform</i>
	FOP	fibres optiques plastiques
	FP	Fabry-Pérot
	FTTB	<i>fibre to the building</i>
	FTTCab	<i>fibre to the cabinet</i>
	FTTH	<i>fibre to the home</i>

G	GaAsP	phospho-arséniure de gallium
	GaN	nitride de gallium
	GaP	phosphure de gallium
	Ge	germanium
	GI	gradient d'indice
	GPON	<i>gigabit passive optical network</i>
H	HD	haute définition
	HDMI	<i>high-definition multimedia interface</i>
	He-Ne	hélium-néon
	HE	magnéto-électrique
	HG	Hermite-Gauss
I	IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
	IETR	Institut d'Electronique et des Télécommunications de Rennes
	InGaN	nitride de gallium-indium
	IP	<i>internet protocol</i>
	IREENA	Institut de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nantes Atlantique
	ITU-T	<i>International Telecommunication Union - Telecommunication Standardization Sector</i>
L	LAN	<i>local access network</i>
	LED	<i>light emitting diode</i>
	LG	Laguerre-Gauss
	LISW	<i>light-induced self-written</i>
	LP	linéairement polarisé
M	MAC	<i>medium access control</i>
	MC	multi-cœur
	MM	Multimode
	MMF	<i>multimode fibre</i>
	MSI	multi-saut d'indice
	MUX	multiplexeur
N	NRZ	non retour à zéro
O	O/E	opto-électrique
	OADM	<i>optical add & drop multiplexer</i>
	OEO	opto-électro-optique
	OFL	<i>overfilled launch</i>
	OLT	<i>optical link terminal</i>
	ONT	<i>optical network termination</i>
	OOK	<i>on-off keying</i>

P	P2P	point à point
	PAM	<i>pulse-amplitude modulation</i>
	PC	<i>personal computer</i>
	PCI	<i>peripheral component interconnect</i>
	PF	perfluoré
	PHY	couche physique
	PMMA	polyméthylmet-acrylate
	POF	<i>plastic optical fibre</i>
Q	PON	<i>passive optical network</i>
	QAM	<i>quadrature amplitude modulation</i>
	QoS	<i>quality of service</i>
R	RCLED	<i>resonant cavity LED</i>
	RF	radiofréquence
	RLD	réseau local domestique
	RML	<i>restricted mode launch</i>
	RoF	<i>radio over fibre</i>
	R-OLT	OLT résidentiel
	R-ONT	ONT résidentiel
	RZ	retour à zéro
S		
	SAN	<i>storage access network</i>
	SDI	<i>serial digital interface</i>
	SFP	<i>small form-factor pluggable</i>
	SHB	<i>spatial hole burning</i>
	Si	silice
	SI	saut d'indice
	SM	<i>single mode</i>
T	SMF	<i>singlemode fibre</i>
	TDM	<i>time division multiplexing</i>
	TE	transverse électrique
	TEM	transverse électro-magnétique
	TM	transverse magnétique
	TNT	télévision numérique terrestre
	TO	<i>transistor outline package</i>
U		
	UHF	ultra haute fréquence
	UV	ultra-violet
V	UWB	<i>ultra wide band</i>
W	VCSEL	<i>vertical-cavity surface-emitting laser</i>
	VCWDM	<i>very coarse WDM</i>
W		
	WDM	<i>wavelength division multiplexing</i>
W	WKB	<i>Wentzel-Kramers-Brillouin</i>

Liste des publications

Publication internationale soumise à une revue avec comité de lecture

F. Richard, Ph. Guignard, A. Pizzinat, E. Tanguy et H.W. Li. « $N \times N$ Coupler Uniformity in a CWDM Passive Star Home Network based on Multimode Fiber: A Time-Effective Calculation Method », *Journal of Optical Communications and Networks (JOCN)*, Vol. 4 No. 9, sept. 2012.

Présentations à des congrès internationaux (papiers publiés)

Ph. Guignard, J. Guillory, Ph. Chanclou, A. Pizzinat, O. Bouffant, N. Evanno, J. Etrillard, B. Charbonnier, S. Gosselin, L. Guillo et F. Richard. « Multi-Format Home Networks Using Silica Fibres », European Conference on Optical Communications (ECOC), 16-20 septembre 2012, Amsterdam, Pays-Bas.

J. Guillory, A. Pizzinat, Ph. Guignard, F. Richard, B. Charbonnier, Ph. Chanclou et C. Algani. « Simultaneous implementation of Gigabit Ethernet, RF TV and radio mm-wave in a multiformat Home Area Network », ECOC, 18-22 septembre 2011, Genève, Suisse.

J. Guillory, F. Richard, Ph. Guignard, A. Pizzinat, S. Meyer, B. Charbonnier, L. Guillo, C. Algani, H.W. Li et E. Tanguy. « Towards a Multiservice & Multifformat optical Home Area Networks », ITG Conference on Electronic Media Technology, 23-24 Mars 2011, Dortmund, Allemagne.

F. Richard, Ph. Guignard, J. Guillory, L. Guillo, A. Pizzinat, et A.M.J. Koonen. « CWDM Broadcast and Select Home Network based on Multimode Fibre and a Passive Star Architecture », Access Networks and In-house Communications (ANIC), 21-24 juin 2010, Karlsruhe, Allemagne.

J. Guillory, Ph. Guignard, F. Richard, L. Guillo, et A. Pizzinat. « Multiservice Home Network based on Hybrid Electrical & Optical Multiplexing on a Low Cost Infrastructure », Access Networks and In-house Communications (ANIC), 21-24 juin 2010, Karlsruhe, Allemagne.

Présentations à des congrès nationaux (papiers publiés)

F. Richard, Ph. Guignard, A. Pizzinat, L. Guillo, J. Guillory, B. Charbonnier, E. Tanguy, et H.W. Li. « Architecture Transparente en Fibre multimode et Technologie CWDM pour un Réseau Local Domestique Multifformat », Journées Nationales de l'Optique Guidée (JNOG), octobre 2010, Besançon.

J. Guillory, A. Pizzinat, P. Guignard, O. Bouffant, L. Guillo, F. Richard, et B. Charbonnier. « Réseau Local Domestique Multifformat sur une Infrastructure Optique Bas Coût », Journées Nationales de l'Optique Guidée (JNOG), 6-9 juillet 2009, Lille.

Posters (papiers publiés)

F. Richard, Ph. Guignard, A. Pizzinat, L. Guillo, J. Guillory, B. Charbonnier, T. Koonen, E. Ortego Martinez, E. Tanguy, et H.W. Li. « Optical Home Network based on an $N \times N$ Multimode Fiber Architecture and CWDM Technology », Optical Fiber Conference (OFC), mars 2011, Los Angeles, USA.

F. Richard. « Architectures optiques, basées sur les fibres multimodes plastique et silice, pour le Réseau Local Domestique », Journée des Doctorants (JDOC) de l'école doctorale STIM, avril 2010, Nantes, France.

Annexe : les modes de la fibre

Le premier tableau des deux tableaux ci-après (tableau 37) présente les 93 modes LP, existant dans le modèle de fibre établi avec les paramètres définis dans le tableau 31, à 850 nm.

Chaque mode est classé, dans le tableau, selon ses indices l et m . L'indice l (les lignes du tableau) indique l'ordre du mode. Chaque image représente le profil de l'amplitude du champ complexe associé au mode. Elles sont le résultat de calculs effectués avec le logiciel OptiBPM. Le cœur de la fibre (non représenté ici) serait un cercle, de diamètre 50 μm , centré dans le carré bleu de chaque image de côté 60 μm (soit 6 μm par carreau). Le jeu de couleurs utilisé va du bleu, pour une valeur nulle, au rouge, pour les valeurs maximales.

Sous chaque image, sont mentionnés le numéro de mode (haut – gauche), le numéro de groupe auquel appartient le mode (haut – droite) et l'indice effectif du mode (bas).

On rappelle que l'ensemble des modes du modèle peut être regroupé en 19 groupes de modes, à 850 nm.

Le second tableau (tableau 38) présente les 42 modes LP obtenus à 1300 nm. Ces modes peuvent être rassemblés en 12 groupes. Associés à chaque image, sont mentionnés (de gauche à droite) le numéro du mode, le numéro du groupe auquel il appartient et son indice effectif.

1 / m	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0										
	1 1	2 3	3 5	4 7	5 9	6 11	7 13	8 15	9 17	10 19
	1,4512	1,4497	1,4481	1,4466	1,4450	1,4435	1,4419	1,4404	1,4389	1,4375
1										
	11 2	12 4	13 6	14 8	15 10	16 12	17 14	18 16	19 18	
	1,4504	1,4489	1,4473	1,4458	1,4443	1,4427	1,4412	1,4396	1,4381	
2										
	20 3	21 5	22 7	23 9	24 11	25 13	26 15	27 17	28 19	
	1,4497	1,4481	1,4466	1,4450	1,4435	1,4419	1,4404	1,4389	1,4375	
3										
	29 4	30 6	31 8	32 10	33 12	34 14	35 16	36 18		
	1,4489	1,4473	1,4458	1,4443	1,4427	1,4412	1,4396	1,4381		
4										
	37 5	38 7	39 9	40 11	41 13	42 15	43 17	44 19		
	1,4481	1,4466	1,4450	1,4435	1,4419	1,4404	1,4388	1,4374		
5										
	45 6	46 8	47 10	48 12	49 14	50 16	51 18			
	1,4473	1,4458	1,4443	1,4427	1,4412	1,4396	1,4381			
6										
	52 7	53 9	54 11	55 13	56 15	57 17				
	1,4466	1,4450	1,4435	1,4419	1,4404	1,4388				
7										
	58 8	59 10	60 12	61 14	62 16	63 18				
	1,4458	1,4443	1,4427	1,4412	1,4396	1,4381				
8										
	64 9	65 11	66 13	67 15	68 17					
	1,4450	1,4435	1,4419	1,4404	1,4388					

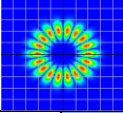
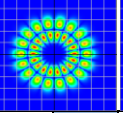
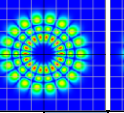
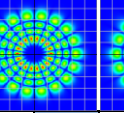
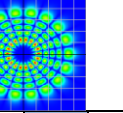
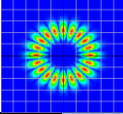
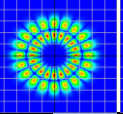
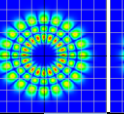
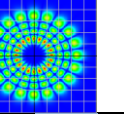
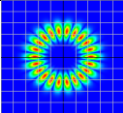
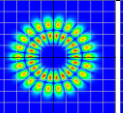
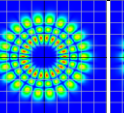
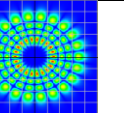
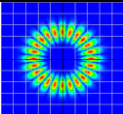
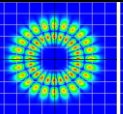
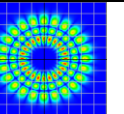
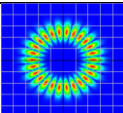
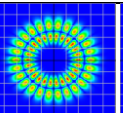
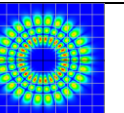
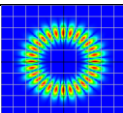
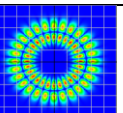
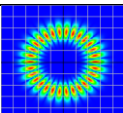
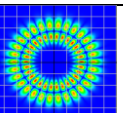
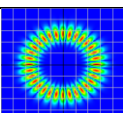
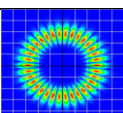
l / m	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
9										
	69 10	70 12	71 14	72 16	73 18					
	1,4443	1,4427	1,4412	1,4396	1,4381					
10										
	74 11	75 13	76 15	77 17						
	1,4435	1,4419	1,4404	1,4388						
11										
	78 12	79 14	80 16	81 18						
	1,4427	1,4412	1,4396	1,4381						
12										
	82 13	83 15	84 17							
	1,4419	1,4404	1,4388							
13										
	85 14	86 16	87 18							
	1,4412	1,4396	1,4381							
14										
	88 15	89 17								
	1,4404	1,4388								
15										
	90 16	91 18								
	1,4396	1,4381								
16										
	92 17									
	1,4388									
17										
	93 18									
	1,4381									

Tableau 37 : 93 modes LP du modèle de la fibre multimode à 850 nm

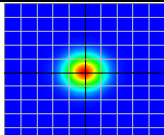
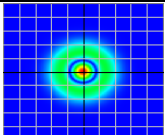
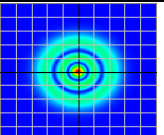
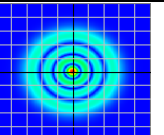
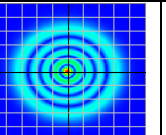
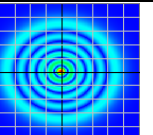
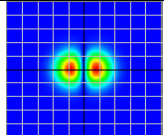
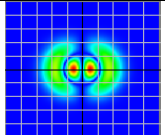
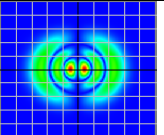
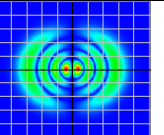
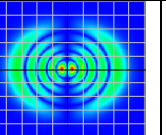
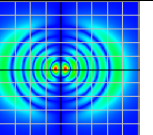
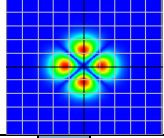
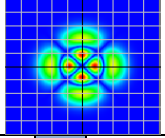
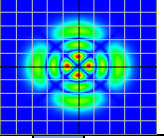
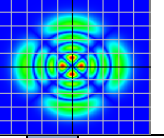
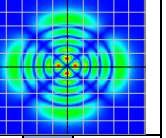
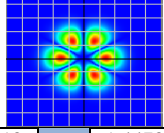
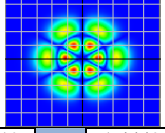
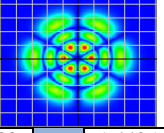
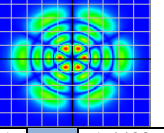
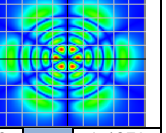
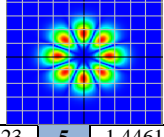
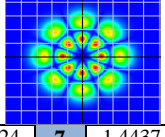
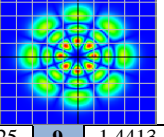
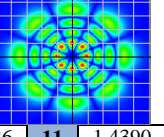
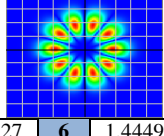
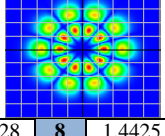
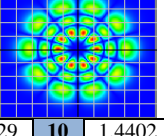
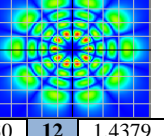
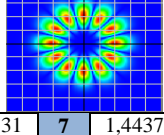
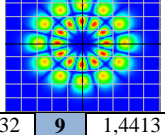
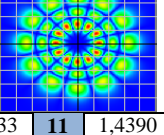
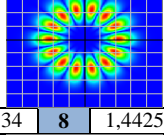
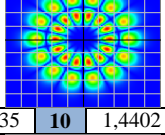
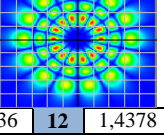
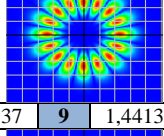
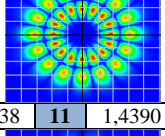
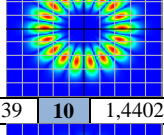
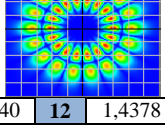
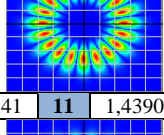
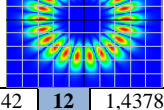
l/m	1			2			3			4			5			6		
0																		
	1	1	1,4508	2	3	1,4484	3	5	1,4461	4	7	1,4437	5	9	1,4413	6	11	1,4390
1																		
	7	2	1,4496	8	4	1,4473	9	6	1,4449	10	8	1,4425	11	10	1,4402	12	12	1,4379
2																		
	13	3	1,4484	14	5	1,4461	15	7	1,4437	16	9	1,4413	17	11	1,4390			
3																		
	18	4	1,4473	19	6	1,4449	20	8	1,4425	21	10	1,4402	22	12	1,4379			
4																		
	23	5	1,4461	24	7	1,4437	25	9	1,4413	26	11	1,4390						
5																		
	27	6	1,4449	28	8	1,4425	29	10	1,4402	30	12	1,4379						
6																		
	31	7	1,4437	32	9	1,4413	33	11	1,4390									
7																		
	34	8	1,4425	35	10	1,4402	36	12	1,4378									
8																		
	37	9	1,4413	38	11	1,4390												
9																		
	39	10	1,4402	40	12	1,4378												
10																		
	41	11	1,4390															
11																		
	42	12	1,4378															

Tableau 38 : 42 modes LP du modèle de la fibre multimode à 1300 nm

Résumé

La fibre optique est le support le plus adapté pour répondre aux exigences de capacité et d'hétérogénéité des futurs réseaux domestiques. Les fibres multimodes, plastique ou silice, devraient conduire à des systèmes plus faible coût. Deux principales architectures multiformats ont été identifiées, basées sur une étoile active ou passive. Pour l'étoile active, le choix de la fibre plastique est tentant, pour son très bas coût. Sa bande passante est hélas très limitée, le multiplexage en longueur d'onde pourrait apporter une solution.

Dans un premier temps, l'étoile active restera un choix efficace, simple et performant. Elle sera ensuite probablement remplacée par l'étoile passive associée au multiplexage en longueur d'onde, pour une capacité et une flexibilité accrues. Cette solution démontrée en fibre monomode serait déclinée en fibre multimode, plus économique, pour laquelle les composants CWDM (*Coarse Wavelength Division Multiplexing*) ne sont pas disponibles.

Ces deux axes sont étudiés dans cette thèse. Des investigations sont d'abord menées sur le WDM dans la fibre plastique, menant au constat que la technologie n'est pas mûre aujourd'hui pour son introduction. Le travail continue alors sur l'étoile passive CWDM en fibre silice multimode. Après des expérimentations montrant des problèmes d'uniformité en sortie du coupleur $N \times N$ avec les sources CWDM habituelles, une méthode originale, basée à la fois sur la simulation et sur le calcul matriciel, a été proposée pour améliorer la compréhension des phénomènes intervenant dans le coupleur en fonction des sources utilisées, prenant également en compte des méthodes telles que l'injection avec *offset* ou le brassage des modes.

Mots clés : Réseau local domestique, architecture, multiplexage en longueur d'onde (WDM), fibre multimode plastique, fibre multimode silice, logiciel de simulation OptiBPM, coupleur $N \times N$, matrice de transfert modal.

Summary

Only optical fiber is able to meet capacity and heterogeneity requirements of the future home network. Plastic or silica multimode fiber would be preferred for lower system costs. Two main multiformat architectures have been identified, based on an active or a passive star. Silica multimode fiber is suitable for an active star but plastic fiber could also be eligible, with its very low cost. Unfortunately, its bandwidth is far too limited. Solutions to increase its capacity, such as wavelength multiplexing, have to be investigated.

In a first step, the active star is an efficient solution bringing performances and simplicity. It will be probably replaced later by a passive star combined with wavelength multiplexing, which will provide huge capacity and flexibility. This solution has been demonstrated with singlemode fiber but cost issues could lead to the use of multimode fiber, for which no specific CWDM (*Coarse Wavelength Division Multiplexing*) components are today available.

These two issues are addressed in this thesis. Investigations are first conducted on WDM in plastic fiber, leading to admit that the state of the art does not allow significant steps in this direction. We then focused on the use of silica multimode fiber in a CWDM passive star. After experimental works, problems have been raised showing a poor uniformity of the $N \times N$ coupler when using usual CWDM sources. An original time-effective method has been proposed, based on both simulation and matrix calculation. Provided results give a better understanding of the behavior of the $N \times N$ coupler with different types of sources, taking also into account improvement techniques as offset launching or mode scrambling.

Keywords: Home Network, optical architecture, wavelength division multiplexing, plastic multimode fiber, silica multimode fiber, OptiBPM simulation software, $N \times N$ splitter, modal transfer matrix.